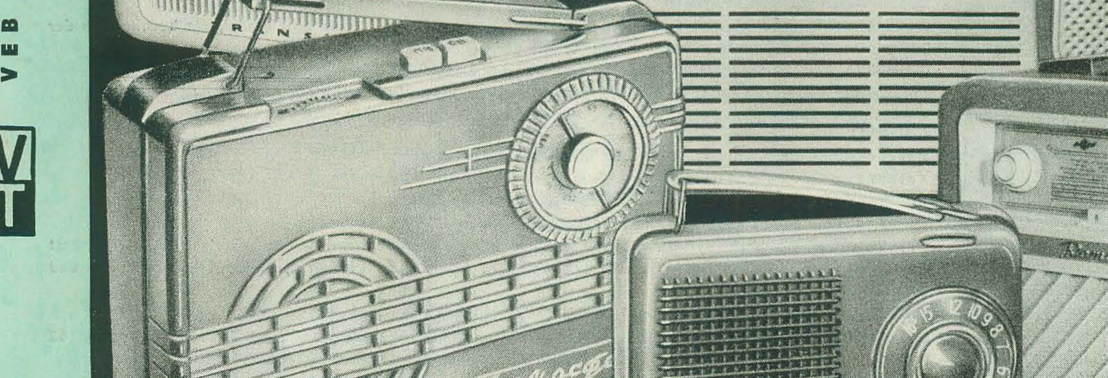
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Scheinwiderstandsmeßgerät für den Tonfrequenzbereich

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MAI 1961 **10**







VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag und Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Eine kleine Auswahl aus der Vielzahl der Kofferempfängertypen. Welche interessanten Probleme es bei deren Entwicklung gibt, finden Sie auf Seite 301

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Seit geraumer Zeit versuche ich schon, zu geeigneten Schaltungen für einen Transistorverstärker zu gelangen. Bis jetzt hatte ich jedoch keinen befriedigenden Erfolg. Ich brauche eine Schaltung zum Betrieb von mindestens einem 2-W-Lautsprecher, nach Möglichkeit mit Gegentaktendstufe 2 × OC 820.

H. P., Eberswalde

Wir bedauern, daß Ihre Bemühungen um das Schaltbild für einen Transistorverstärker bislang ohne Erfolg blieben. Wenn Sie in das Heft 15 (1960) unserer Zeitschrift schauen, finden Sie eine Bauanleitung für einen stabilisierten Transistorverstärker mit 2×OC 821 in der Gegentaktendstufe auf S. 470 ··· 471. Allerdings ist uns Ihre Forderung nach der Ausgangsleistung nicht klar: Sie können einen 2-W-Lautsprecher mit jeder geringeren Leistung betreiben — dazu reicht der Verstärker vollkommen aus. Aber eine Endleistung von 2 W läßt sich natürlich weder mit 2×OC 820 noch mit 2×OC 821 erreichen, dazu gehören schon „dickere" Transistoren.

*

Als langjähriger Leser Ihrer Zeitschrift habe ich folgende Frage an Sie:
Die Sockelschaltung der Röhre DC 90 wird unterschiedlich angegeben, und zwar

a) im RFT-Röhrentaschenbuch 1954 und 1955 und in radio und fernsehen 21 (1957)

b) im Röhrentaschenbuch vom Fachbuchverlag Leipzig 1958, zweiter Band.

Was ist nun richtig?

H. W., Gotha

Die Diskrepanz bei der Angabe der Sockelschaltung der Röhre DC 90 war uns nicht bekannt, und wir danken Ihnen für den Hinweis. Für uns ist die Meinung unseres langjährigen Mitarbeiters und anerkannten Röhrenspezialisten, Herrn Ing. Fritz Kunze, maßgebend [Heft 21 (1957)]. Diese Schaltung befindet sich in Übereinstimmung mit den RFT-Taschenbüchern und übrigens auch mit dem Telefunken-Taschenbuch für Röhren und Halbleiter, Ausgabe 1961, und dem Valvo-Taschenbuch 1960. Alle diese Unterlagen sind offizielles Material röhrenherstellender Betriebe, im Gegensatz zum Buch vom Fachbuchverlag.

Die Reihenfolge der Anschlüsse (Stiftlücke nach unten) lautet von rechts nach links: +f, g, g, freier Kontakt, a, a, —f.

*

Ich bin Besitzer eines TV-Gerätes vom Typ „Narziss" und möchte mir für die Bandaufnahmen einen Diodeneingang einbauen. Nur weiß ich nicht, da mir ähnliche Schaltungen mit Diodenausgang fehlen, wie ich und vor allen Dingen welche Kondensatoren und Widerstände ich einfügen muß. Daß ich einen Trenntrafo verwenden muß, ist mir bekannt.

H.-L. A., Gröbers

Eine Schaltung für den Anschluß bzw. die Montage des Diodenanschlusses an ein Rundfunk- bzw. ein Fernsehgerät finden Sie in unserer Zeitschrift Heft 18 (1958) S. 556. Wir wiederholen jedoch, was Sie selbst in Ihrem Schreiben zum Ausdruck brachten, nämlich, daß der Betrieb des Empfängers nur über einen Trenntrafo vorgenommen werden darf, da sonst Lebensgefahr beim Berühren des Magnettongerätes besteht.

Im Heft 19 (1960) wurde eine Schaltung mit einem Transistorverstärker beschrieben. Nun meine Anfrage: Ist es möglich, den Verstärker für einen Schallplattenspieler zu benutzen?

B. S., Magdeburg

Bedauerlicherweise geben Sie in Ihrem Schreiben nicht an, welchen Transistorverstärker in unserem Heft 19 (1960) Sie meinen. Der TF-Verstärker auf S. 599 eignet sich keinesfalls zur Schallplattenwiedergabe. Die Verstärker auf S. 602 bzw. 603 sind keine Bauanleitung. Evtl. meinen Sie den Verstärkerteil des Transistorempfängers auf S. 606. Dieser läßt sich zwar für die Schallplattenwiedergabe verwenden, stellt aber unserer Meinung nach keine glückliche Lösung für diesen Zweck dar. Vermutlich wird er (bei Anschluß des Plattenspielers zwischen den Buchsen 1 und 3) bereits übersteuert. Übrigens darf nur ein niederohmiger, d. h. magnetischer Tonabnehmer an den Verstärker angeschlossen werden. Außerdem dürfte die Endleistung kaum den Ansprüchen eines Musikliebhabers genügen. Wir halten die Bauanleitung im Heft 15 (1960) für wesentlich geeigneter für den geplanten Verwendungszweck.

*

Ich bin seit über einem Jahr regelmäßiger Leser Ihrer Zeitschrift und freue mich besonders darüber, daß Sie immer mehr Transistorschaltungen abdrucken und erläutern.

Zur Zeit beschäftige ich mich mit einem Transistoraudion mit dreistufigem NF-Verstärker und Gegentaktendstufe. Das Gerät funktioniert gut ... Beim Empfang mit Ferritstab oder mit Hilfsantenne und Erde ist das Verhalten normal. Aber wenn nur die Hilfsantenne angeschlossen ist (ohne Erde), macht sich eine Handempfindlichkeit störend bemerkbar (Drehko, Potentiometer, Übertrager bei direkter Berührung oder manchmal auch bereits bei Annäherung). Ist diesem Übel mit schaltungstechnischen Maßnahmen abzuhelfen? Hilft eine HF-Verstärkerstufe vor dem Audion? Wo liegt die Ursache?

W. V., Greiz

Zur Beseitigung der störenden Handkapazität: Diese ist natürlich immer vorhanden, jedoch wirkt sie sich im allgemeinen kaum aus. Voraussetzung ist freilich, daß a) bei Drehkondensatoren der Rotor (und die Achse) an einem „kalten" Punkt der Schaltung liegt, b) daß die Gehäuse der Potentiometer (soweit vorhanden) an Masse geschaltet sind. Das gleiche gilt auch für Abschirmungen, Übertragerkerne usw. Als sehr zweckmäßig erweist sich ferner — wenn die Schaltung nicht auf ein Metallchassis montiert ist — das Bekleben der "Frontplatte" des Gehäuses (innen) mit leitender Folie (Alu), dieser Beleg wird an Masse gelegt.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung für einen Transistor-Taschenempfänger
- Eisenloser Gegentakt-AB-Verstärker mit den Transistoren OC 831
- Transistor-Schmitt-Trigger
- Ein praktischer Impedanz-Rechner
- Reparaturen an Transistorgeräten



▼ **Anfang April** wurde im neuerbauten ersten vollmechanisierten und teilautomatisierten Fernsehkolbenwerk der DDR in Friedrichshain, Bez. Cottbus, der Probebetrieb aufgenommen. Noch in diesem Jahr sollen 160 000 Fernsehkolben ausgeliefert werden.

▼ **Mit den neuen westdeutschen Band-IV-Sendern** sollen sich bei Testsendungen überraschend günstige Empfangsmöglichkeiten ergeben haben.

▼ **Jugoslawien** will seine Fernsehempfängerproduktion im neuen Wirtschaftsplan 1961—1965 von bisher 15 000 Stück auf 100 000 Stück steigern.

▼ **Auf dem Botev-Gipfel,** 2376 m über dem Meeresspiegel, wird die Volksrepublik Bulgarien eine Fernsehsendestation einrichten, in der zwei TV-Sender das Fernsehprogramm aus dem Studio in Sofia ausstrahlen werden. Sie werden von Spezialisten bedient werden, die ständig dort wohnen. Die Lage und die Höhe des Gipfels ermöglichen es, daß fast die Hälfte der bulgarischen Bevölkerung durch diese Sender das Programm aus Sofia empfangen kann.

▼ **Zwischen der DDR und der Ungarischen Volksrepublik** wurde ein langfristiger Liefervertrag über Fernsehgeräte abgeschlossen. Ungarn wird bis 1964 165 000 TV-Empfänger an die DDR liefern.

▼ **Ein neues Werk für Elektronenröhren** wird Anfang 1962 in Wroclaw in Betrieb genommen. Das Werk, mit dessen Bau vor etwa einem Jahr begonnen wurde, soll später als Versuchsbetrieb vom Institut für Elektronentechnik übernommen werden, gleichzeitig jedoch die Serienproduktion von Elektronenröhren fortsetzen.

▼ **Das englische Gerät „Optophone"** des St. Dunstan Home for The Blind soll mit einer Geschwindigkeit von 46 Worten je Minute Druckschrift in Tonfrequenzen übersetzen können und damit als Lesehilfe für Blinde dienen. Die Übersetzung von Schrift in Töne soll für den Blinden leicht zu erlernen sein.

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Koppel- und Emitterkondensatoren in Transistorverstärkern" [Heft 6 (1961) S. 168] muß die Gleichung des Gesamtwiderstandes für das Ersatzschaltbild (Bilder 3b und 3c) lauten:

$$R_g = \frac{\dfrac{R_C}{h_{22e}}}{R_C + \dfrac{1}{h_{22e}}} + \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot h_{11e}}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot h_{11e} + R_2 \cdot h_{11e}}$$

▼ **Die Unterwasserfernsehkamera IOAN-6,** die in der Sowjetunion entwickelt wurde, ist erstmalig zur Tiefseeforschung im Mittelmeer eingesetzt worden. Aus einer Tiefe von 220 m hat sie eine solche Bildschärfe, daß ohne Schwierigkeiten Fotoaufnahmen gemacht werden können.

Spezialfernsehkamera für Augenuntersuchungen

Eine von dem sowjetischen Wissenschaftler Wladimir Rosenberg konstruierte Fernsehanlage ist bei der Untersuchung des Augeninnern in der Klinik der medizinischen Hochschule in Stalino verwendet worden. Auf einem der Bildschirme der TV-Anlage sind in Vergrößerung die Gefäße des Augengrundes, die Netzhaut und andere Stellen des zu untersuchenden Auges zu sehen. Veränderungen der Blutgefäße des Auges werden nach einem Oszillogramm an einem zweiten Bildschirm festgestellt. Nach Ansicht von Fachleuten erschließt diese Fernsehanlage neue Möglichkeiten zur Feststellung von Hypertonie und Hirnhautentzündungen sowie vieler anderer Erkrankungen, die das Auge in Mitleidenschaft ziehen.

Isotopengerät für die Geschwulstbehandlung

Ein Isotopengerät für die Geschwulstbehandlung mit radioaktivem Kobalt, das im Wissenschaftlich-Technischen Zentrum für radiologische Technik und medizinische Elektronik in Dresden entwickelt wird, soll als Funktionsmuster bis Ende dieses Jahres fertiggestellt werden. Es ist das erste Gerät seiner Art, das in der DDR für die Geschwulstbehandlung mit hoher Strahlenintensität entwickelt wird. Seine Strahlenquelle wird um den Herd der jeweiligen Geschwulst rotieren.

Kernstrahlung hilft Krankheiten erkennen

Nachdem die Kernstrahlung jahrzehntelang nur durch das Radium für die Behandlung erkrankter Patienten nutzbar gemacht werden konnte, werden jetzt künstliche Strahlen mit wachsendem Erfolg auch zur Diagnose von Krankheitserscheinungen benutzt. So dienen sie heute u. a. der Untersuchung des Stoffwechsels und des Kreislaufs, ferner aber auch anatomischen und vergleichenden Studien am menschlichen und tierischen Organismus.

Elektronische Speicherung von Röntgenbildern

Die elektronische Speicherung von Röntgenbildern ermöglicht eine neue Anwendungsmethode, die in Holland entwickelt wurde. Das neue Verfahren setzt das Bildobjekt in ein elektronisches Signal um, das auf ein Magnetband gebracht und dort konserviert wird. Das so elektronisch gespeicherte Bild kann dann jederzeit wieder auf einen Fernsehschirm ausgestrahlt und außerdem beliebig lange auf dem Bildschirm festgehalten werden.
Das Verfahren bietet für den Arzt erhebliche Neuerungen und Vorteile. Er braucht z. B. nicht zu warten, bis der Röntgenfilm entwickelt ist, sondern kann die Aufnahme sofort noch im Operationssaal sehen und außerdem weiter zurückliegende Aufnahmen erneut heranziehen.

Montagebeginn im Atomkraftwerk Nowoworonesh

Im künftigen Atomkraftwerk Nowoworonesh ist mit der Montage der Ausrüstungen für die erste Turbine begonnen worden. Das Atomkraftwerk erhält einen Wasser-Wasser-Reaktor. Die Leistung ist auf 420 MW veranschlagt. Die Steuerung des Kraftwerkes wird maximal automatisiert.

Die Entwicklung der polnischen Atomwirtschaft

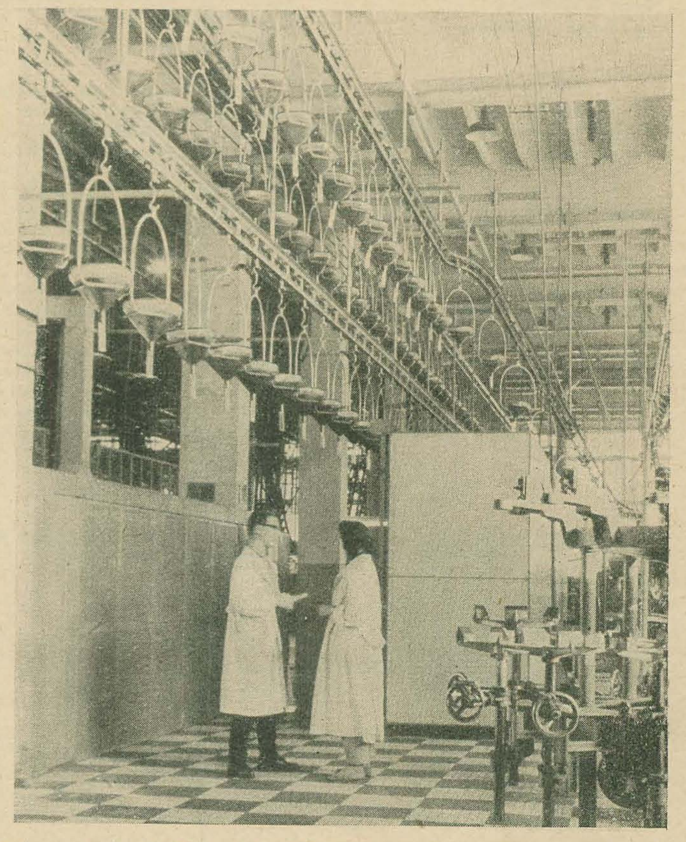
Im Planjahrfünf 1961—1966 sieht den weiteren Ausbau der drei Atomforschungszentren in Warschau-Zeran, Swierk bei Warschau und Krakau vor. In Swierk wird u. a. ein Laboratorium für Reaktortechnik, ein metallurgisches Labor, ein „halbwarmes" Labor für Isotopenerzeugung, ein radiobiologisches Labor und ein solches für Plasmaphysik errichtet. In Zeran werden vor allem jene Zentren ausgebaut, die sich mit den Forschungen auf dem Gebiet der Strahlenchemie und der Radiochemie befassen. In Krakau steht im Mittelpunkt der Ausbaupläne und Investitionen der dritte polnische Atomreaktor, der für kernphysikalische und kerntechnische Zwecke gebaut wird.

Bank-Fernsehanlage mit neun Fernaugen

In der Bezirkssparkasse Heidelberg wurde eine neue mit neun „Fernaugen" arbeitende Fernsehanlage von Grundig in Betrieb genommen. Acht Fernaugen dienen zum Übertragen der Scheckbilder von den Schaltern zu den Plätzen der Disponenten. Durch die neunte Fernsehverbindung ist die Möglichkeit geschaffen, daß sich die Direktion, wenn notwendig bei Kreditgewährung in die Entscheidung einschalten kann.
Jedes Fernauge bildet mit dem dazugehörenden Signierwerk eine in den Schaltertisch eingebaute Einheit, zu der wiederum ein kleines Anwählpult gehört, mit dem die verschiedenen Disponenten angewählt werden können.
Nach Einlegen des Schecks in die Kassette und Anwahl des betreffenden Disponenten erscheint dort das Bild des Schecks auf einem Fernsehempfänger, und zwar entweder sofort oder, wenn der Disponent besetzt ist, mit Hilfe einer Warteschaltung automatisch nach Freiwerden. Hat der Disponent den Scheck geprüft, kann er entweder die „Nein-Taste" oder zum Freigeben die Signiertaste betätigen. Im letzteren Fall wird durch ein beim Kassierer neben dem Fernauge befindliches Signierwerk wie bei einer Schreibmaschine über ein Farbband das Zeichen des jeweilig Genehmigenden auf den Scheck aufgedruckt.

Fernsteuerung von Großanlagen mit Fernsehauge

Fünf Fernsehkameras an wichtigen Punkten des modernsten britischen Gaswerks in Sunderland ermöglichen es, von einem zentralen Kontrollraum aus die Skalen aller wichtigen Instrumente des ganzen Werkes jederzeit abzulesen. Jede der fünf Kameras kann durch Fernsteuerung auf eine ganze Reihe von Instrumenten gerichtet werden. Eine stündliche Ablesung dieser Instrumente wird jetzt von einem einzigen Mann innerhalb von Minuten vorgenommen.



In dem polnischen Bildröhrenwerk in Iwiczna bei Warschau, das zu den modernsten Betrieben dieser Art in Europa gehört, wird in diesem Jahr die Produktion von 21"- und 23"-Bildröhren aufgenommen

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 2. MAIHEFT 10 1961

Eine sozialistische Arbeitsgemeinschaft und gewisse „Leitungsmethoden"

Seit dem V. Parteitag, besonders auf dem 6., 9., 11. und 12. Plenum des ZK der SED, in der Erklärung des Staatsrats der DDR, auf der Elektrokonferenz, in dem neuen Arbeitsgesetz und auf vielen anderen Konferenzen, Tagungen und ähnlichen entsprechenden Gelegenheiten wird seitens berufener Sprecher der Partei der Arbeiterklasse ständig auf die große Bedeutung der sozialistischen Arbeitsgemeinschaften hingewiesen. Diese Bedeutung ist zweifach: die sozialistischen Arbeitsgemeinschaften stellen sowohl eine neue Form der Teilnahme der Werktätigen an der Leitung der Volkswirtschaft als auch eine neue Methode zur Lösung und Überwindung bestimmter konkreter Probleme und Schwierigkeiten dar. Deshalb bezeichnete Walter Ulbricht bereits auf dem 6. Plenum die Brigaden der sozialistischen Arbeit und die sozialistischen Arbeitsgemeinschaften als den „Schlüssel zur Lösung aller wichtigen Aufgaben der neuen Etappe unserer Entwicklung." Er nannte sie ferner „... eine für die Lösung unserer Aufgaben im Siebenjahrplan, besonders auch bei der zielstrebigen Durchführung der Rekonstruktion, objektiv notwendige und der Entwicklung entsprechende gesetzmäßige Erscheinung unseres sozialistischen Aufbaus". (Referat auf der 6. Tagung des ZK der SED, Dietz Verlag Berlin 1959 S. 8.) Und auf der gleichen Plenartagung erklärte er: „Es ist Aufgabe ... der leitenden Organe, die sozialistischen Arbeits- und Forschungsgemeinschaften und die Brigaden der sozialistischen Arbeit mit aller Kraft zu unterstützen und zu helfen, daß ihre Vorschläge durchgeführt werden und ihre Kritik beachtet wird" (a. a. O. S. 6···7).

Die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte"

Um die Leistungen der Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte", über die in radio und fernsehen 24 (1960) bereits berichtet wurde, voll würdigen zu können, muß man die vorhergehenden Bemühungen kennen, eine Funkverbindung zwischen Kranführer und Kraneinweiser auf den Baustellen des Kombinats „Schwarze Pumpe", bzw. andere Funksprechverbindungen innerhalb des Kombinats herzustellen. Diese Bemühungen gehen — wir folgen hier den Darstellungen von Herrn Sentner, Fachabteilungsleiter Fernmeldeanlagen im VEB Kombinat „Schwarze Pumpe" — bis in das Jahr 1957 zurück. 1958 stellte der Inhaber einer kleinen Reparaturwerkstatt, Herr Domula, einige UKW-Funkgeräte für das Kombinat her. Diese auf Röhrenbasis entwickelten Geräte waren mit den Batterien entsprechend schwer und erforderten einen Batteriewechsel nach etwa drei Schichten. Vor allem aber konnte die kleine Reparaturwerkstatt natürlich nicht die quantitativen Bedürfnisse des Kombinats befriedigen. Daher wurde 1959 ein Auftrag an die Firma Tempel, der jetzigen PGH Funkmechanik, in Freiberg gegeben. Diese Firma hat jedoch bis Anfang 1960 nur zwei Geräte geliefert; danach fühlte sie sich überfordert und gab den Auftrag an das Kombinat zurück. Auch diese Geräte waren auf Röhrenbasis entwickelt und erforderten einen Batteriewechsel pro Schicht. Von den Kraneinweisern wurden sie wegen ihrer Unhandlichkeit und ihres großen Gewichtes (etwa 7 kp) bei Einsteigen in das Baugerüst abgelehnt. So mußte man doch wieder auf die alten Domula-Geräte zurückgreifen.

Im Oktober 1960 wurde die Lage besonders kritisch. Laut Mitteilung der Bauleitung war die Technische Überwachung Cottbus willens, die gesamte Montage am Objekt Kraftwerk Mitte zu sperren, wenn keine einwandfrei funktionierende Sprechfunkanlage vorhanden sei (das Domula-Gerät war ziemlich reparaturanfällig). Aber — wie die Leser unserer Reportage im Heft 24 (1960) wissen — am 13. Oktober trafen die ersten Funktionsmuster von der Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" ein, die sofort operativ eingesetzt wurden.

Nach Angaben von Herrn Hossner, Entwicklungsleiter im VEB Stern-Radio Sonneberg, sind bis Ende März folgende Geräte von der Arbeitsgemeinschaft fertiggestellt und auf den Baustellen des Kombinats „Schwarze Pumpe" eingesetzt worden:

20 voll transistorisierte Sender,
15 Netzempfänger,
3 Netz-Sendeempfänger (die Sender transistorisiert);

außerdem sollten auch noch 2 volltransistorisierte Sendeempfänger geliefert werden.

Ein Sender wiegt mit Batterie 700 p, ein Funksprechgerät 1000 p. Das Auswechseln der Batterien ist bei sehr intensivem Betrieb nach einem Monat, bei normalem Betrieb nach drei Monaten erforderlich.

Auf der Arbeitstagung des Arbeitsausschusses „Nachrichtentechnik" der KDT Bezirk Cottbus am 28. März 1961 sprach Herr Wanzke, der Leiter des Fernmeldewesens des Kombinats „Schwarze Pumpe", über die Erfahrungen, die beim Einsatz mit den Geräten der Arbeitsgemeinschaft gewonnen wurden. Er wies — laut Protokoll der Arbeitstagung — „insbesondere auf die annähernd 100%ige Funktionssicherheit und die große Preisgünstigkeit" hin.

Wie hat die sozialistische Arbeitsgemeinschaft diese großen Erfolge erringen können? Uns scheinen drei Hauptmomente ausschlaggebend:

1. Die Zusammensetzung der Arbeitsgemeinschaft. Wie bereits berichtet, umfaßt sie Entwickler, Konstrukteure, Labor- und Werkstattmechaniker aus Sonneberg, aber auch Fernmeldemonteure und Kraneinweiser aus der „Scharzen Pumpe".

2. Die Begeisterung ihrer Mitglieder. Jeder einzelne weiß, worum es geht; d. h. er kennt die volkswirtschaftliche und auch menschliche Bedeutung der Aufgabe (letzthin geht es ja um Fragen des Arbeitsschutzes, der Sicherheit von Mensch und Material); jeder einzelne kennt die Bedeutung der Arbeit, die er selbst im Rahmen der Gesamtaufgabe zu leisten hat. Das technische und fachliche Können jedes Mitarbeiters der Arbeitsgemeinschaft sei als selbstverständliche Voraussetzung nur am Rande erwähnt.

3. Die vollständige Verwertung bereits vorhandener entwicklungsmäßiger, konstruktiver und technologischer Erkenntnisse, d. h. die radikale Anwendung der Prinzipien der Standardisierung. So ist z. B. der Netzempfänger ein etwas abgewandelter Rundfunkempfänger; bei den anderen Geräten wurde auf die in Sonneberg vorliegenden Erfahrungen mit der Entwicklung und Fertigung von volltransistorisierten Taschenempfängern, mit der Technologie der gedruckten Schaltung usw. zurückgegriffen.

Das Resultat zeigte sich in der Schnelligkeit der Entwicklung, der Quantität und Qualität der Versuchsfertigung und der Preisgünstigkeit der Geräte.

... und ihre Unterstützung durch VVB und Werkleitung

Am 12. Januar 1961 erhielt Herr Hossner von dem Hauptdirektor der VVB Rundfunk und Fernsehen ein Schreiben, das wir nachstehend in vollem Wortlaut bringen:

„*In der Anlage erhalten Sie das Protokoll der Besprechung vom 5. 1. 61 bei der VVB Nachrichten- und Meßtechnik, Leipzig. Wir möchten nochmals darauf hinweisen, daß die von Ihnen im Rahmen einer sozialistischen Arbeitsgemeinschaft übernommenen Aufgaben nur außerhalb Ihrer betrieblichen Arbeitszeit durchgeführt werden können, wobei wir ausdrücklich darauf aufmerksam machen, daß eine Beeinträchtigung der staatlichen Aufgaben, besonders in bezug auf den Transistor-Kleinstempfänger und der Standardisierungsaufgaben, nicht erfolgen darf.*"

Herr Hossner versichert uns, daß dies das einzige Schreiben ist, das er je in Sachen der sozialistischen Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" von der VVB erhalten hat.

Über den sachlichen Inhalt des Schreibens gibt es keinerlei Debatte, seine Richtigkeit wird von Niemandem angezweifelt. Wir verkennen oder unterschätzen keineswegs die Probleme, die die Tätigkeit der Arbeitsgemeinschaft für die Werkleitung des VEB Stern-Radio Sonneberg und für die VVB aufwirft. Diese echten Probleme entstehen daraus, daß die Tätigkeit der Arbeitsgemeinschaft zwar von außerordentlich großer volkswirtschaftlicher Bedeutung ist, aber mit den planmäßigen Aufgaben des VEB Stern-Radio Sonneberg und seiner Entwicklungsstelle unmittelbar nichts zu tun hat. Es ist uns auch verständlich, wenn VVB-Hauptdirektor Heinze, dessen Bemühungen um die Bereinigung des Produktionsprogramms und um die Spezialisierung in seinem Industriezweig wir anerkennen und schätzen, mit etwas Sorge der unausbleiblichen Forderung nach der Produktion der von der Arbeitsgemeinschaft entwickelten Geräte in größeren Stückzahlen entgegensieht. Trotzdem: Es genügt nicht, daß der Inhalt des Schreibens sachlich richtig ist. Es genügt nicht, daß das Problem der materiellen Interessiertheit für die Mitglieder der Brigade offenbar einigermaßen zufriedenstellend gelöst ist. In diesem Schreiben wäre unseres Erachtens unbedingt eine offizielle Anerkennung seitens der VVB-Leitung für die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" am Platze gewesen. Auf dem 12. Plenum hat Walter Ulbricht einige Staatsfunktionäre kritisiert, die die Arbeit mit den Menschen von der staatlichen Leitungstätigkeit trennen wollen. Uns scheint, er hätte auch diesen Brief kritisiert. Die Arbeit mit den Menschen, die Achtung vor den Menschen, die die Partei der Arbeiterklasse ständig von den Staatsfunktionären auf allen Ebenen fordert, beinhalten auch die Anerkennung — und nicht nur die materielle Anerkennung — ihrer Leistungen. Gerade der gute Techniker verlangt, daß man seine Leistungen nicht nur bezahlt, sondern auch würdigt.

Im übrigen sind wir der Ansicht, daß man im VEB Stern-Radio Sonneberg die Bedingung: „außerhalb der betrieblichen Arbeitszeit" nicht unbedingt so engherzig interpretieren muß, daß man Herrn Hossner und Herrn Barnikol zwingt, jeweils einen Tag Tarifurlaub zu nehmen, wenn sie im Dienste der Arbeitsgemeinschaft zur „Schwarzen Pumpe" fahren müssen. Ohne sich und ihrer Prinzipienstrenge etwas zu vergeben, könnte die Werkleitung dem Wunsch der Herren Rechnung tragen, diese Tage als unbezahlte Urlaubstage zu verbuchen!

Auch eine Leitungsmethode?

Während die oben kritisierten Stellen die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" „nur" teilweise ungenügend förderten und nicht genügend würdigten, gibt es noch andere, die ihre Tätigkeit sogar ganz unterbinden möchten. Dazu scheint u. a. Herr Loos vom Projektierungs- und Konstruktionsbüro „Kohle", Berlin, zu gehören.

Wir stellen fest:

Am 5. Januar 1961 fand eine Besprechung zwischen Vertretern der VVB Rundfunk und Fernsehen, der VVB Nachrichten- und Meßtechnik und den VEB Stern-Radio Sonneberg und Funkwerk Dresden statt. Vom Funkwerk Dresden war u. a. Herr Lange, Leiter der Arbeitsgruppe II/7 „Bewegliche Funkdienste", erschienen; die Arbeitsgemeinschaft wurde von Herrn Hossner vertreten. Am 24. Januar 1961 fand eine Aussprache mit Vertretern des MPF statt, an der Herr Lange ebenfalls teilnahm und bei der die Arbeitsgemeinschaft wiederum durch Herrn Hossner vertreten wurde. Beide Besprechungen fanden nach den der Redaktion vorliegenden Protokollen in einer durchaus sachlichen Atmosphäre statt und kamen zu durchaus begründeten Schlußfolgerungen.

Am 22. Februar jedoch fand eine Sitzung der Arbeitsgruppe II/7 „Bewegliche Funkdienste" in Leipzig statt. Herr Hossner nahm an ihr nicht teil, da er keine Einladung erhalten hatte. Es ist uns nicht bekannt, ob Herr Lange die Sitzung leitete. Offenbar nahm aber Herr Loos an ihr teil. In einem offiziellen Schreiben des PKB an die VVB Braunkohle Cottbus (Fernschreiben vom 23. Februar 1961) heißt es:

„Bei der am 22. 2. in Leipzig durchgeführten Sitzung der VVB RFT Arbeitsgruppe II/7 ‚Bewegliche Funkdienste', deren ständiges Mitglied unser Koll. Loos ist, standen die verschiedenen Entwicklungen tragbarer UKW-Funksprechgeräte zur Debatte. Dabei wurde festgestellt, daß im Arbeitsprogramm der sozialistischen Arbeitsgemeinschaft Stern-Radio Sonneberg u. a. Sender-Empfängerkombinationen mit 15 mW und größerer Leistung enthalten sind. Die gleichen Geräte sind bereits im Rahmen eines vom ZAK „Tagebautechnik" befürworteten, von der Staatlichen Plankommission genehmigten und dem PKB zur Durchführung übertragenen Thema entwickelt bzw. die Entwicklung wird in den nächsten Tagen abgeschlossen. ... Von dieser Gemeinschaft wird demzufolge eine Doppelentwicklung vorgenommen, der wir in keinem Fall zustimmen können, zumal von der Arbeitsgruppe „Bewegliche Funkdienste" festgestellt wurde, daß die von der sozialistischen Arbeitsgemeinschaft entwickelten Geräte (Kleinstsender und Netzempfänger für Kräne) nicht das auf dem Weltmarkt vorherrschende Niveau haben ... Im Interesse einer kontrollierbaren Entwicklung und sparsamer Mittelverwendung, für die das PKB als Leitstelle für Forschung und Entwicklung in der Braunkohlenindustrie verantwortlich ist, macht sich auf Grund dieser Feststellungen eine baldige Aussprache und Festlegung der von der o. a. sozialistischen Arbeitsgemeinschaft durchzuführenden Arbeiten sowie eine mögliche Koordinierung erforderlich."

Was sind die Fakten? Selbstverständlich liegt die planmäßige Entwicklung voll transistorisierter Funksprechgeräte nicht bei dem PKB sondern bei der VVB Nachrichten- und Meßtechnik und wird vom VEB Funkwerk Dresden durchgeführt. Aber hierbei handelt es sich natürlich nicht um ein Spezialgerät für Kraneinweiser, sondern um ein universell anwendbares Gerät, das evtl. in großen Serien herstellbar und exportfähig sein muß. Nach unseren Informationen wird im Augenblick an einem Studienentwurf gearbeitet, die Fertigung DDR-eigener UKW-Transistoren wird abgewartet, kurz: die Fertigung dieses Gerätes ist lt. Auskunft der VVB vor 1964 kaum zu erwarten, was uns durchaus verständlich erscheint.

Herr Loos ist aber tatsächlich ebenfalls Träger eines Entwicklungsauftrages, und er hat diesen Auftrag in Form eines Unterauftrages an die PGH Funkmechanik in Freiberg weitergegeben, trotz der vorliegenden, weiter oben aufgeführten schlechten Erfahrungen mit dieser PGH und trotz der von der Partei der Arbeiterklasse vielfach gegebenen Hinweise, daß Produktionsgenossenschaften des Handwerks Dienstleistungen für die Bevölkerung, Reparaturen usw. durchführen sollen, aber nicht Entwicklungen für die Industrie! Auf der bereits erwähnten Arbeitstagung des Arbeitsausschusses „Nachrichtentechnik" der KDT Bezirk Cottbus am 28. März 1961 mußte der Vertreter des Herrn Loos, Herr Brachwitz, zugeben, daß die Entwicklung seitens der PGH Freiberg noch nicht abgeschlossen sei; und er konnte auch keinen festen Abschlußtermin angeben. Wenn also von einer Doppelentwicklung gesprochen werden kann, so ist es die, für die Herr Loos verantwortlich zeichnen muß; und wenn es nach Herrn Loos gegangen wäre, hätte der Effekt seiner „kontrollierbaren Entwicklung" und seiner „sparsamen Mittelverwendung" praktisch so ausgesehen, daß seit Mitte Oktober 1960 der Weiterbau am Kraftwerk Mitte des Kombinats „Schwarze Pumpe" mangels geeigneter Funkverbindung zwischen Kranführer und Einweiser eingestellt worden wäre!

Noch ein Wort zu dem angeblich mangelnden „Weltniveau" der Geräte der Arbeitsgemeinschaft. Hier geht es ausschließlich um die Frage der Trennschärfe; und Herr Hossner hat uns mitgeteilt, daß die Möglichkeit besteht, im Zuge der weiteren Entwicklung die Trennschärfe wesentlich zu verbessern. Die entsprechenden Dienststellen sollten jedoch dessen eingedenk sein, daß es sich um Sender mit einer Ausgangsleistung von 15, maximal 100 mW und einen Empfangsbereich von einigen 100 m handelt, daß also die entsprechenden Vorschriften sinngemäß angewendet werden müssen. Das Stellen überspitzter technischer Forderungen kann in diesem Fall schwere volkswirtschaftliche Nachteile mit sich bringen. Man muß bedenken, daß nicht nur das Kombinat „Schwarze Pumpe", sondern auch viele andere Bedarfsträger ihre Wünsche angemeldet haben, darunter das Kombinat Mansfeld, das im Bau befindliche Atomkraftwerk, das Kraftwerk Vetschau, verschiedene Werften usw. Alle diese Bedarfsträger brauchen nicht in jeder Hinsicht perfekte Geräte in einigen Jahren, sondern operativ einsetzbare Geräte jetzt in diesem Augenblick.

Was muß jetzt geschehen? Die Zeit, bis die Dresdener Geräte greifbar sein werden, muß überbrückt werden. Wir sind nicht dagegen, daß die PGH Funkmechanik Freiberg ebenfalls solche Geräte entwickelt und fertigt (die sich übrigens unseres Wissens in ihren technischen Daten von denen der Arbeitsgemeinschaft unterscheiden). Wir sind nur der Ansicht, daß die Entscheidung darüber nicht bei Herrn Loos, sondern bei den örtlichen Organen der Staatsmacht liegen muß, die den Einsatz von Produktionsgenossenschaften des Handwerks zu planen haben. Die sozialistische Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" kann den Bedarf allein sowieso nicht decken. Der große Vorteil der Geräte der Arbeitsgemeinschaft liegt aber, abgesehen von ihrem hohen technischen Stand, darin, daß sie industriell gefertigt werden können (gedruckte Schaltung usw.). Unseres Erachtens sollte die Produktionskapazität der Arbeitsgemeinschaft durch Beschluß etwa auf VVB-Ebene erweitert werden (was durch relativ geringe Mittel möglich wäre), um einerseits die Produktionsspezialisierung des VEB Stern-Radio Sonneberg zu erhalten und andererseits den volkswirtschaftlich so wichtigen Bedarf an industriellen UKW-Geräten zu decken. Das wäre gleichzeitig eine gute Gelegenheit, um einige Mängel in der Zusammenarbeit zwischen der Arbeitsgemeinschaft und der Werkleitung von Stern-Radio Sonneberg abzustellen und vor allem die Initiative und die Verdienste aller Mitarbeiter der Arbeitsgemeinschaft in geeigneter Form zu würdigen.

Schäffer

Gesichtspunkte zur Entwicklung leistungsfähiger AM-Kofferempfänger Teil 1

FRITZ KNESCHKE

Abweichend vom üblichen Aufbau tragbarer Kofferempfänger wird im nachfolgenden Beitrag ein Empfängerkonzept entworfen, welches äußerst gute Empfangseigenschaften verbunden mit sehr geringem Anodenstromverbrauch garantiert. In einem späteren Beitrag wird ein nach den dargelegten Gesichtspunkten praktisch ausgeführter Kofferempfänger eingehend beschrieben.

Die Schaltungstechnik der käuflichen röhrenbestückten Kofferempfänger ist heute, soweit man sich auf reine AM-Geräte beschränkt, weitgehend standardisiert. Als günstigster Kompromiß zwischen Anschaffungskosten einerseits und Empfindlichkeit, Trennschärfe, Endleistung und Wirtschaftlichkeit andererseits hat sich eindeutig der Vier-Röhren-Super mit DK 96 (Mischstufe), DF 96 (ZF-Stufe), DAF 96 (Demodulator und NF-Vorverstärker) und DL 96 (Endstufe) mit insgesamt 4 ··· 6 Kreisen durchgesetzt. Ein derartiges Gerät, das auch von Amateuren schon sehr oft mit gutem Erfolg gebaut wurde, hat naturgemäß Grenzen seiner Leistungsfähigkeit:

1. Seine Empfindlichkeit ist sehr begrenzt. Ist man längere Zeit auf einen Betrieb ohne größere Zusatzantenne angewiesen (z. B. beim Camping), so macht sich das Fehlen einer Abwechslung im Programm sehr bald bemerkbar. Unangenehm kommt hier noch hinzu, daß die Verstärkungsreserve eines solchen Vier-Röhren-Gerätes derart gering ist, daß ein Altern der Batterien die ohnehin geringe Empfindlichkeit zusätzlich beschleunigt absinken läßt.

2. Die Trennschärfe (Nahselektion) der üblichen Sechs- (bisweilen auch Fünf- oder Vier-) Kreis-Empfänger reicht trotz des zusätzlichen Richteffektes der jetzt praktisch stets eingebauten Ferritantenne nicht mehr für einen genußreichen Empfang anderer als der Ortssender aus. Im Kurzwellenbereich macht sich die schlechte Spiegelwellenselektion der mit nur einem Vorkreis ausgestatteten Empfänger zusätzlich unangenehm bemerkbar.

3. Die Wirtschaftlichkeit läßt noch sehr zu wünschen übrig. Sehen wir von Geräten mit älteren Röhrenserien ab, die noch bedeutend ungünstiger im Stromverbrauch sind, so hat man für einen „Standard-Koffer" immer noch 1,4 V und 125 mA für Heizung und 85 V und etwa 10 ··· 12 mA für die Anodenstromversorgung aufzubringen. Dabei spielen die für die Heizung aufzuwendenden Kosten bei richtiger Dimensionierung der Stromversorgung nur noch eine untergeordnete Rolle: Beim Einbau eines sich bei Netzbetrieb automatisch aufladenden NiCd-Sammlers sind diese praktisch Null, solange der netzfreie Betrieb die Kapazität des Akkumulators nicht überfordert. Beim Betrieb nur mit Monozellen läßt sich durch Parallelschalten mehrerer Zellen die Belastung des einzelnen Elements stets so weit reduzieren, daß die Lebensdauer bei vernünftigem (d. h. sinnvoll unterbrochenem und keinem Dauer-) Betrieb stark ansteigt.

Sehr günstige Betriebsverhältnisse ergeben sich schließlich beim Verbundbetrieb Akku + Monozelle(n), darauf soll später noch eingegangen werden. Es genügt hier die Feststellung, daß die Kosten für die Heizung bei geeigneter Dimensionierung sehr leicht reduziert werden können, sogar in dem Falle, daß noch eine größere Zahl von Heizfäden als beim Standard-Koffer zu betreiben sind.

Wirklich kritisch ist die Anodenstromversorgung. Ohne hier genauere Angaben über die Lebensdauer der üblichen Koffer-Anodenbatterien zu machen, was infolge der vielen Einflußgrößen (Gesamtstrom, Betriebszyklus, Alter und Lagerung der Batterien) nicht genau möglich ist, kann man doch feststellen, daß der Kostenaufwand in praktisch allen Fällen zu hoch ist, abgesehen davon, daß die Beschaffung neuer Anodenbatterien in entlegenen Gegenden oft große Schwierigkeiten bereitet. Die Reduktion des Anodenstromverbrauches erscheint demnach sehr erstrebungswert. Dabei ist der erzielbare Gewinn noch größer, als es im ersten Moment den Anschein hat. Gewöhnliche Batterien haben nämlich die Eigenschaft, verringerte Stromentnahme mit einer Vergrößerung ihrer Kapazität zu danken, so daß z. B. durch einen halbierten Anodenstromverbrauch bei sonst gleicher Betriebsweise eine größere als nur die doppelte Betriebszeit ermöglicht wird. Wie sich zeigen wird, ist die Halbierung des „Norm"-Anodenstromes von 10 ··· 12 mA auf 5 ··· 7 mA bei gleichbleibenden oder sogar besseren elektrischen Leistungen durchaus möglich.

Das Grundkonzept eines Empfängers, der die genannten Nachteile der üblichen tragbaren Empfänger weitgehend vermeidet, läßt sich fast zwangsläufig ableiten, wenn nur von vornherein keine Beschränkungen hinsichtlich der einmaligen Anschaffungskosten für Röhren und Material gemacht werden.

Im Vergleich zum Standard-Koffer ergeben sich dabei etwa folgende Abweichungen:

a) Erhöhung der Stufenzahl im HF- und ZF-Teil zur Verbesserung der rausch- und verstärkungsbedingten Grenzen der Empfindlichkeit, der Nah- und Spiegelwellenselektion und der Schwundregeleigenschaften;

b) aufsuchen von stromsparenderen Arbeitspunkten der Röhren und prinzipiell günstigeren Endstufenformen zur Erhöhung der Wirtschaftlichkeit des Empfängers.

Im Bild 1 ist ein konkretes Beispiel diese Grundkonzeption gezeigt. Der Empfänger, der auch praktisch aufgebaut und erprobt wurde, besitzt folgende Stufen: DF 96 (geregelte HF-Stufe), DK 96 (ungeregelte Mischstufe), DF 96 (geregelte ZF-Stufe), DF 96 (geregelte ZF-Stufe), DAF 96 (Demodulator und NF-Vorverstärker), DF 96 (Phasenwender), DL 96 (Gegentakt-B-Verstärker mit zwei „halben" Röhren).

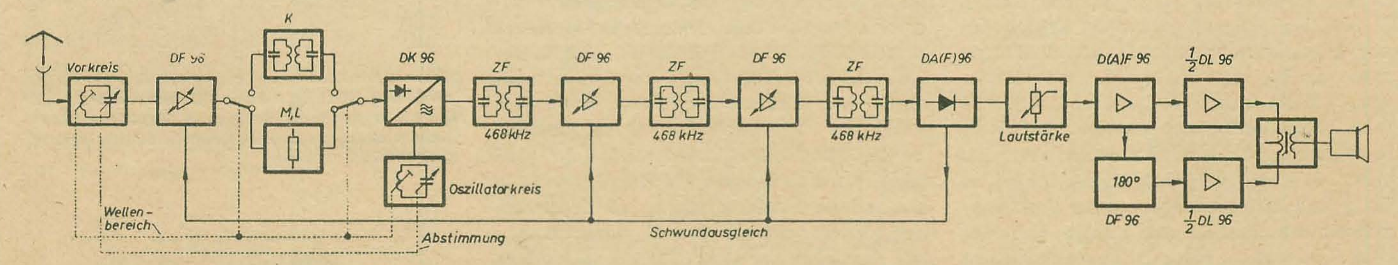


Bild 1: Prinzipschaltbild des Empfängers

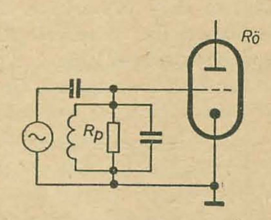


Bild 2: Eingangsschaltung, Rauschquellen sind vor allem der Schwingkreis und die Eingangsröhre

Die HF-Vorstufe

Will man in sämtlichen Wellenbereichen ein vernachlässigbares Eigenrauschen der Eingangsschaltung garantieren, so wird eine HF-Vorstufe dringend erforderlich. Bekanntlich kann die Empfindlichkeit eines Empfängers verstärkungs- und rauschbegrenzt sein. Verstärkungsbegrenzung der Empfindlichkeit liegt vor, wenn die Gesamtverstärkung einfach zu gering ist, um physikalisch durchaus

wahrnehmbare Signale mit der gegebenen Anordnung verständlich zu machen. Beim Standardsuper ist dies sicher der Fall. Abhilfe ist durch Erhöhung der Stufenzahl leicht möglich, doch geschieht dies am zweckmäßigsten im ZF-Teil.
Steigert man die Nachverstärkung eines Empfängers, so bestimmt von einem gewissen Verstärkungsgrad an das Eigenrauschen der Eingangsstufe die erreichbare Empfindlichkeit in zunehmenden Maße. Die Empfindlichkeit wird „rauschbegrenzt". Eine weitere Verbesserung ist nun nur noch durch Wahl einer möglichst wenig rauschenden Eingangsröhre möglich. Im Bild 2 ist der Eingang eines üblichen AM-Empfängers dargestellt. Da die Antenne in dem interessierenden Frequenzbereich keinen nennenswerten Rauschbeitrag liefert[1], sind sämtliche vorhandenen Rauschquellen eingezeichnet: Der mit seinem Resonanzwiderstand R_p rauschende Eingangskreis und die Eingangsröhre, deren Rauschanteil durch den äquivalenten Rauschwiderstand $R_ä$ gekennzeichnet ist. Die einfache Rauschersatzschaltung Bild 3 zeigt, daß die Summe $R_r = R_p + R_ä$ die für das Eingangsrauschen maßgebende Größe ist. Die Röhre Rö* ist als rauschfrei zu betrachten.

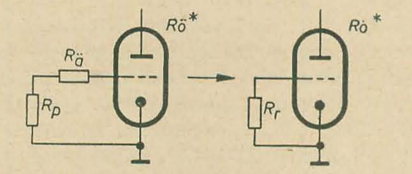


Bild 3: Rauschersatzschaltbild des Empfängereingangs

In Tabelle 1 sind die Resonanzwiderstände eines Schwingkreises (angenommene Güte $\varrho = 100$) bei einigen markanten Frequenzen und zugehörigen Drehkondensatorstellungen sowie die $R_ä$- und R_r-Werte der beiden in Frage kommenden Eingangsröhren DF 96 (also Vorstufeneingang) und DK 96 (Mischstufeneingang wie beim Standardsuper) angegeben. Wie der Vergleich ergibt, bringt im Lang- und Mittelwellenbereich der Vorstufeneingang rauschmäßig nur geringe Verbesserung. Dies ist eine Folge der hohen möglichen Kreiswiderstände. Im Kurzwellenbereich ist die Verringerung des Eigenrauschens dagegen beträchtlich, so daß ein wirklich leistungsfähiger Empfänger die verbesserte Eingangsschaltung nicht entbehren kann.
Zusätzlich zur Verbesserung der Grenzempfindlichkeit bringt eine HF-Vorstufe jedoch grundsätzlich auf allen Wellenbereichen noch eine ganze Reihe von Vorteilen, die ihre Verwendung rechtfertigen:

a) Die Gesamtverstärkung der vor dem Demodulator liegenden Stufen wird größer. Dadurch wird die Schwundregelung des Gerätes verbessert.

b) Die Regelung der Vorstufe macht eine solche der Mischstufe unnötig. Durch Regelung bedingte Frequenzverwerfungen des Oszillators, die vor allem im Kurzwellenbereich sehr stören, werden damit beseitigt.

c) Die prinzipiell erforderlichen Koppelglieder zur Mischstufe können auf einfache Weise so ausgelegt werden, daß sich die Spiegelwellenselektion in erwünschter Weise vergrößert.
Die Anschaltung einer Vorstufe bringt jedoch auch eine Reihe neuer Probleme mit sich, die gelöst werden müssen:

1. darf die Wirtschaftlichkeit (sprich Anodenstromverbrauch!) nicht zu sehr leiden,

2. muß eine bestimmte Mindestverstärkung garantiert werden und

3. ist eine aufwandsmäßig günstige Ankopplungsschaltung zu finden.

Zu 1. Im Hinblick auf die Wirtschaftlichkeit des Empfängers ist der einzustellende Ruhearbeitspunkt der HF-Vorstufe von großem Interesse. Immerhin verbraucht eine DF 96 bei der Normaleinstellung $U_a = 85$ V, $R_{g2} = 40\,\text{k}\Omega$ im ungeregelten Zustand ($U_{g1} = 0$ V), den wir jetzt immer zugrunde legen wollen, einen zusätzlichen Gesamtstrom von:

$$I_k = I_a + I_{g2} = (1{,}65 + 0{,}55)\,\text{mA} = 2{,}20\,\text{mA}$$

aus der Anodenbatterie! Eine Senkung dieses Ruhestromes ist unter anderem möglich durch negative Gittervorspannung $-U_{g1}$ (in Reihe zur Schwundregelspannung geschaltet) oder durch Vergrößerung des Schirmgittervorwiderstandes R_{g2}. Die erste Methode liefert rauschmäßig etwas günstigere Ergebnisse, läßt sich aber meist nur sehr umständlich realisieren. Die Wirkung der zweiten Maßnahme ist im Bild 4 zu sehen. Interessant ist, daß mit Vergrößerung von R_{g2} zwar sowohl die Steilheit S als auch der gesamte Katodenstrom I_k absinkt, die Abnahme von I_k jedoch wesentlich schneller erfolgt. Erhöht man z. B. R_{g2} von normalerweise 40 kΩ auf 100 kΩ, so fällt I_k von 2,2 auf etwa 1,3 mA, also um 40%; die Steilheit nur von 0,85 auf 0,73 mA/V, also um etwa 14%. Da eine geringe Steilheitseinbuße bei dem vorliegenden Empfängerkonzept praktisch ohne Bedeutung ist, erscheint eine Einstellung mit $R_{g2} = 150$ kΩ (damit $S = 0{,}68$ mA/V bei $I_k = 1{,}1$ mA) sehr günstig. Natürlich kann man die Reduzierung der Schirmgitterspannung beliebig weit treiben, hat dann allerdings wieder ein Ansteigen des äquivalenten Rauschwiderstandes zu erwarten. Der angegebene Wert für R_{g2} ist daher als ein Optimum zu betrachten. Die mit sinkendem U_{g2} ebenfalls sinkende Aussteuerfähigkeit ist beim Einsatz als Vorstufenröhre kaum von Nachteil.

Zu 2. Die Vorstufe muß eine bestimmte Mindestverstärkung garantieren, damit das Mischröhrenrauschen nicht doch noch einen wesentlichen Beitrag zusteuert. Ist $R_ä'$ der äquivalente Rauschwiderstand der Mischröhre und V die Vorstufenverstärkung, so wird am Gitter der Vorröhre ein zusätzlicher Rauschwiderstand $R_z = R_ä'/V^2$ wirksam. Da die Reduktion des Mischstufenrauschens mit dem Quadrat der Vorstufenverstärkung erfolgt, genügt bereits ein $V = 3 \cdots 5$ vollständig.
Erwähnt werden soll noch, daß die Vorstufenverstärkung wiederum nicht zu hoch sein darf. Bekanntlich sind Mischröhren besonders anfällig gegen Kreuzmodulation, die sich in unangenehmen Störerscheinungen äußert, wenn gleichzeitig zwei Signale vorhanden sind. Ist daher keine extrem gute Vorselektion vorhanden, so macht man deshalb die Vorverstärkung gerade nur so groß, wie es rauschmäßig erforderlich ist.

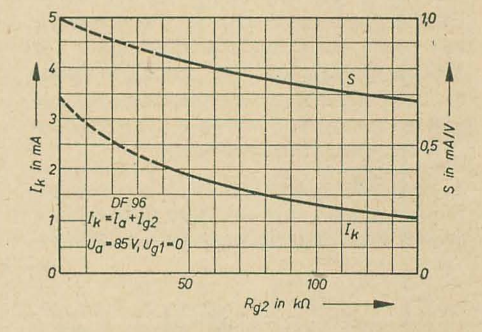


Bild 4: Katodenstrom I_k und Steilheit S der DF 96 in Abhängigkeit vom Schirmgittervorwiderstand R_{g2}, bei $U_{g1} = 0$; der gestrichelt gezeichnete Kurvenbereich ist aus Gründen der Katodenbelastung statisch nicht zulässig

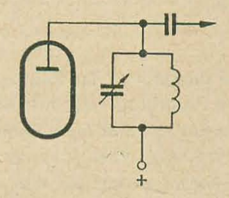


Bild 5: Schmalbandige Koppelschaltung, abgestimmter Zwischenkreis

Zu 3. Die Ankopplungsschaltung muß die erforderliche Verstärkung der Vorstufe sicherstellen, die Spiegelwellenselektion möglichst stark erhöhen und mit einem minimalen Aufwand an Schaltmitteln auskommen. Man unterscheidet schmal- und breitbandige Ankopplungsschaltungen.

Tabelle 1

f in MHz	C in pF	$R_ä$, DK 96 in kΩ	$R_ä$, DF 96 in kΩ	R_p in kΩ	R_r, DK 96 in kΩ	R_r, DF 96 in kΩ
0,15	500	100	14	200	300	214
0,30	125			400	500	414
0,50	500			60	160	74
1,60	50			180	280	194
6,0	500			5	105	19
6,0	100			25	125	39
20,0	50			15	115	29

[1]) Dies gilt für angeschlossene kurze Zusatzantennen. Das Rauschen der Ferritantennen steckt im wesentlichen schon im Resonanzwiderstand der sie enthaltenden Eingangskreise.

Die einfachste und am häufigsten angewendete schmalbandige Koppelschaltung ist der abgestimmte Zwischenkreis (im Bild 5 mit Kondensatorabstimmung gezeichnet), der leicht mit Kreisgüten über 100 hergestellt werden kann und damit die Spiegelwellenselektion recht erheblich vergrößert. Tabelle 2 zeigt die Spiegelwellenselektion bei verschiedenen Vorstufenschaltungen. Die Verstärkung einer solchen Stufe ist $V = S \cdot R_{res}$, dabei ist S die Steilheit der DF 96 im eingestellten Arbeitspunkt = 0,68 mA/V und R'_{res} der Resonanzwiderstand des Zwischenkreises. Mit den Resonanzwiderständen der üblichen Kreise — siehe Tabelle 1 — ist es auch im ungünstigsten Falle noch möglich, die geforderte Verstärkung V = 3 zu erhalten. Im Mittel- und Langwellenbereich kann die mit den Kreiswiderständen stark ansteigende Verstärkung durch Unterankopplung der Mischröhre (Bild 6) jedoch wieder beliebig verringert werden, so daß die Gefahr einer Kreuzmodulation vermieden wird. Nachteilig ist bei der Zwischenkreiskopplung der große Aufwand (umfangreicher Wellenschalter, Dreifachdrehkondensator, Abschirmmaßnahmen zur Vermeidung von Kopplungen, z. B. auf die Ferritantenne!).

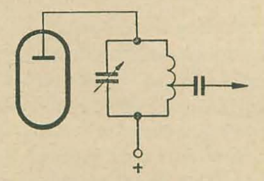


Bild 6: Wie Bild 5, zur Verringerung der Verstärkung jedoch mit angezapftem Kreis

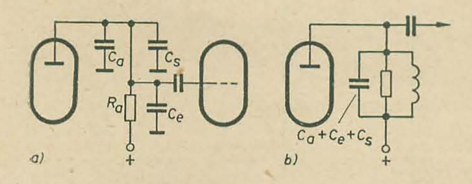


Bild 7: Breitbandige zweipolige Koppelschaltungen, a) aperiodische oder Widerstandskopplung, b) Kopplung mit breitbandigem Schwingkreis

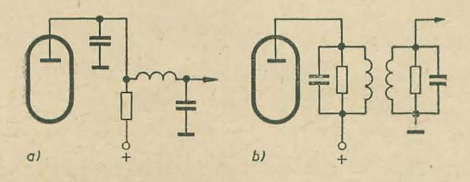


Bild 8: Breitbandige vierpolige Koppelschaltungen, a) Tiefpaßkopplung, b) Bandfilterkopplung

Breitbandige Koppelschaltungen werden dagegen nicht abgestimmt, sondern höchstens noch mit dem Wellenbereich umgeschaltet. Bei derart aufgebauten Verstärkern gilt nun, daß das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt V · B konstant ist und von der Steilheit der Vorstufenröhre und ihrer Ausgangskapazität C_a, der Eingangskapazität C_e der folgenden Stufe, den vorhandenen Schaltkapazitäten C_s und von der Art der Ankoppelschaltung abhängt. Für die zweipoligen Koppelschaltungen nach den Bildern 7a und 7b wird:

$$V \cdot B = \frac{S}{2\pi (C_a + C_e + C_s)} .$$

Mit den Werten:

$$S = 0{,}68 \text{ mA/V},$$
$$C_{a(DF\,96)} = 7{,}8 \text{ pF},$$
$$C_{e(DK\,96)} = 7{,}4 \text{ pF und}$$
$$C_s = 10 \text{ pF}$$

ergibt sich dann ein erreichbares V · B-Produkt von etwa 4,5 MHz. Dieser Wert ändert sich auch bei den vierpoligen Anordnungen nach den Bildern 8a und 8b nicht in der Größenordnung, wenn sich auch prinzipiell eine geringfügige Verbesserung erzielen läßt.

Es ergibt sich daher folgender Tatbestand: Da die Vorstufenverstärkung mindestens den Betrag 3 erreichen muß, läßt sich ein Breitbandverstärker mit DF 96 nur mit einer Bandbreite von etwa 1,5 MHz (= 4,5 MHz/3) aufbauen. Die „aperiodische" Ankopplung nach Bild 7a, die man bei manchen Kofferempfängern findet, ist daher nur im MW- und LW-Bereich anwendbar.

Soll der KW-Bereich mit empfangen werden, so muß dieser zwangsläufig in Teilbereiche von höchstens 1,5 MHz Breite aufgelöst werden. Diese Aufteilung ergibt sich jedoch fast von selbst, wenn man sich auf den Empfang der schmalen Rundfunk- oder Amateurbänder beschränkt. Wählt man in diesem Falle die Empfangsbereiche so schmal wie möglich (beim 49-m-Band Δf_e = 6,200-5,950 = 0,250 MHz), so liegen gleichzeitig noch die Spiegelfrequenzen weit außerhalb und es kann durch einfachste Ankopplungsschaltungen (z. B. Einzelkreis- oder besser Bandfilterkopplung, Bilder 7b bzw. 8b) eine weitgehende Verbesserung der Weitabselektionswerte erreicht werden. Die Verstärkung kommt dabei allerdings in die Größenordnung 4,5 MHz/0,25 MHz = 18, kann jedoch wieder beliebig verkleinert werden (siehe Bild 6). Nachteilig ist natürlich der hohe Schalteraufwand wenn mehrere Bänder überstrichen werden sollen; die extreme Bandspreizung und damit leichte Einstellbarkeit der Sender ist aber gerade für einen Kofferempfänger wiederum ein erheblicher Vorteil.

Bei der üblichen Lage der Oszillatorfrequenz über der Empfangsfrequenz kann in den MW- und LW-Bereichen noch eine teilweise Verbesserung der Spiegelwellenselektion erreicht werden, wenn die Widerstandskopplung (Bild 7a) durch die Tiefpaßschaltung (Bild 8a) ersetzt wird. Hierbei wird der natürliche Verstärkungsabfall an den oberen Frequenzgrenzen durch die Filterschaltung stark vergrößert. Die Tiefpässe, deren Grenzfrequenzen jeweils mit den oberen Bereichsgrenzen zusammenfallen und die daher beim Übergang vom LW- zum MW-Bereich umgeschaltet werden müssen, verlieren allerdings ihre Wirkung, wenn die Spiegelwellen zum Teil in das Empfangsband fallen. Dies ist bei MW bei der üblichen mittleren ZF aber tatsächlich der Fall, weshalb diese Schaltungsart nur in Sonderfällen oder bei Aufteilung des MW-Bereiches in zwei Teilbereiche zu empfehlen ist.

In der Tabelle 2 sind die ungefähr zu erwartenden Spiegelwellenselektionswerte für die drei wichtigsten Schaltarten der Vorstufe zusammengestellt, wobei die Güten der Einzelkreise (Vor- und Zwischenkreis) mit 100, die der Bandfilterkreise mit 70 angenommen wurden. Die eingeklammerten Werte haben nur theoretisches Interesse, da ja eine aperiodische Verstärkung hier nicht möglich ist. Wie man sieht, ergibt ein abgestimmter Zwischenkreis eine sehr hohe Steigerung des Selektionswertes in allen Bereichen, die nur noch von der Bandfilterkopplung übertroffen wird.

Eine genauere Betrachtung der einzelnen Schaltungsmöglichkeiten ergibt nun folgendes optimale Konzept:

Bei MW und LW aperiodische Ankopplung an die Mischstufe. Die Verstärkung erreicht damit genau den günstigsten Wert von etwa 3, während bei der Spiegelselektion mit noch höheren Zahlen als in Tabelle 2 angegeben gerechnet werden kann, da Eingangskreise mit einer Güte über 100 leicht herzustellen sind und durch die Wirkung der Ferritantenne im Mittel zusätzlich eine Verbesserung erfolgt.

Im KW-Bereich werden die einzelnen Bänder über die gesamte Skala gespreizt und mindestens zweikreisige Bandfilter als Koppelelemente zur Mischstufe benutzt. Die Spiegelwellenselektion und sonstigen Kurzwelleneigenschaften werden dann hervorragend und können trotz der mittleren Zwischenfrequenz hohe Ansprüche befriedigen.

Günstig ist für dieses Konzept ferner, daß ein handelsüblicher Zweifachdrehkondensator verwendet werden kann. Benutzt man dazu noch eine AM/FM-Ausführung, so läßt sich mit den FM-Platten eine einfache Bandspreizung durchführen. Dabei ist der Skalenverlauf noch wesentlich besser als bei der elektrischen Verkürzung von 200- oder 500-pF-Paketen.

Tabelle 2

f in MHz	Spiegelwellenselektion		
	Einzelkreis (ϱ = 100) und aperiodische Ankopplung	zwei abgestimmte Vorkreise ($\varrho_1 = \varrho_2$ = 100)	Einzelkreis (ϱ = 100) und Bandfilter*) (ϱ = 70)
0,15	700	500000	—
0,30	400	150000	—
0,50	210	60000	—
1,60	90	7000	—
6,0	(25)	700	5000
20,0	(9)	80	180

*) Nur im KW-Bereich!

Der Skineffekt

Dipl.-Ing. HANS-DIETER NAUMANN

Die Leitfähigkeit der Metalle wird bekanntlich durch sog. freie Elektronen bedingt, die sich in Form eines Elektronengases frei zwischen dem kristallinen Gefüge befinden. Wird eine Spannung an einen Leiter angelegt, so bewegen sich die freien Elektronen unter dem Einfluß des entstandenen Feldes und bedingen damit den Stromfluß. Ist die angelegte Spannung eine Gleichspannung, so fließt ein Gleichstrom, bei dem eine gleichmäßige Verteilung der Elektronen über den gesamten Leiterquerschnitt stattfindet. Liegt ein zylindrischer Leiter vom Radius r vor und wird dieser von einem Strom I durchflossen, so ist die Stromdichte

$$G = \frac{I}{\pi \cdot r^2} \left[\frac{A}{cm^2}\right] \qquad (1)$$

konstant. Der Widerstand des Leiters (Gleichstromwiderstand) ist dann

$$R_o = \varrho \cdot \frac{l}{\pi \cdot r^2} \; [\Omega], \qquad (2)$$

wenn ϱ der spezifische Widerstand des Leitmaterials ist und l die Länge des Leiters. Dieselben Verhältnisse liegen auch bei Wechselspannungen niedriger Frequenz vor, auch dann findet eine gleichmäßige Stromverteilung über den Leiterquerschnitt statt. Mit steigender Frequenz der anliegenden Spannung ändert sich jedoch das Verhalten des Leiters grundsätzlich. Neben einem Ansteigen des Widerstandes treten in zunehmendem Maße die verteilten Induktivitäten und Kapazitäten des Leiters auf, so daß sich für ein Leiterelement der Länge Δl bei sehr hohen Frequenzen das im Bild 1 dargestellte Ersatzbild angeben läßt.

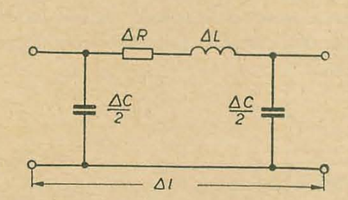


Bild 1: Ersatzschaltung eines Leiterelementes bei sehr hohen Frequenzen

Die Erhöhung des Ohmschen Widerstandes ergibt sich daraus, daß mit steigender Frequenz der an der Stromleitung beteiligte Leiterquerschnitt geringer wird. Die Stromdichte ist nicht mehr konstant. Sie hat vielmehr an im Leiterinneren gelegenen Teilen kleinere Werte als an den außenliegenden. Bei sehr hohen Frequenzen ist praktisch nur noch eine sehr dünne Oberflächenschicht an der Stromleitung beteiligt, weshalb man diese Erscheinung auch als Haut- oder Skineffekt bzw. als Stromverdrängung bezeichnet. Ist der Gleichstromwiderstand R_o eines Leiters vom Radius r bekannt, so erhält man den Widerstand desselben Leiters bei der Frequenz f zu [1]

$$R_f = R_o \left(\sqrt{\frac{f}{fg}} + 0{,}25\right). \qquad (3)$$

Hierin ist fg die sog. Grenzfrequenz, die man aus der Beziehung

$$f_g = \frac{4}{r^2 \cdot \pi \cdot \mu_r \cdot \mu_o \cdot \varkappa} \qquad (4)$$

errechnen kann. f_g erhält man dabei in Hz, wenn der Leiterradius r in cm und die Leitfähigkeit $\varkappa$ in S/cm eingesetzt werden. μ_r ist die relative Permeabilität des Leitermaterials, während μ_o die absolute Permeabilität mit dem Wert

$$\mu_o = 1{,}256 \cdot 10^{-8} \left[\frac{H}{cm}\right]$$

darstellt.

Die exakte Berechnung des Skineffektes führt zu recht komplizierten Ausdrücken auf der Grundlage der Besselschen Funktionen. Die hier angegebenen Beziehungen stellen dafür Näherungslösungen dar. So gilt Gleichung (3) nur unter der Voraussetzung, daß

$$\sqrt{\frac{f}{fg}} > 1{,}4$$

oder

$$f > 2\,fg$$

ist, also im allgemeinen bei hohen Frequenzen, bei denen eine große Stromverdrängung stattfindet. Bei sehr hohen Frequenzen, wenn also

$$\sqrt{\frac{f}{fg}} \gg 1$$

ist, kann in (3) der konstante Faktor vom Wert 0,25 gegen den Wurzelausdruck vernachlässigt werden und man erhält

$$R_f \approx R_o \cdot \sqrt{\frac{f}{fg}}. \qquad (5)$$

Der Widerstand eines Leiters steigt demnach mit der Wurzel aus der Frequenz, wie im Diagramm Bild 2 dargestellt ist, das nach den Gleichungen (4), (5) und (6) für einige verschieden starke Cu-Leiter berechnet wurde. Ist $f < fg$, so tritt nur eine geringe Stromverdrängung ein. Der Widerstand läßt sich dann näherungsweise nach der Beziehung

$$R_f = R_o \left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{f}{fg}\right)^2\right] \qquad (6)$$

berechnen.

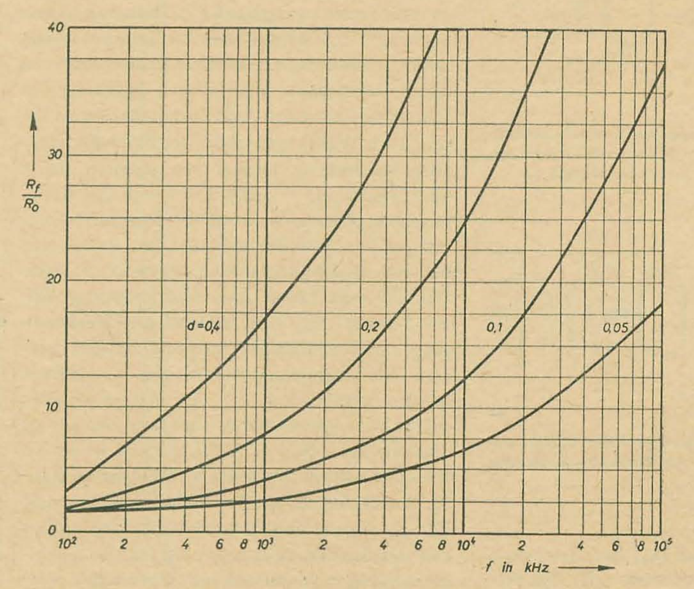


Bild 2: Widerstandserhöhung von Cu-Leitern bei hohen Frequenzen

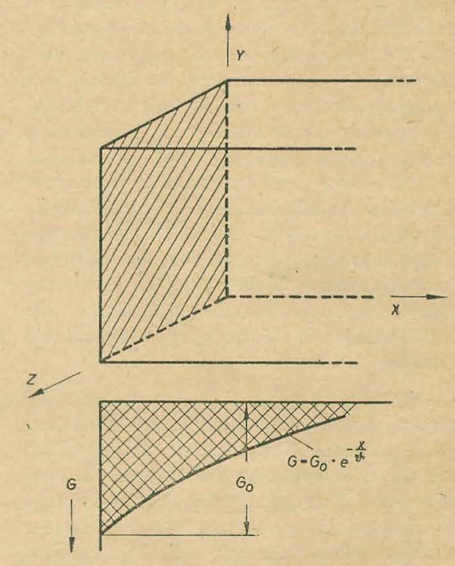


Bild 3: Schematische Darstellung des Verlaufs der Stromdichte in einem ebenen Leiter

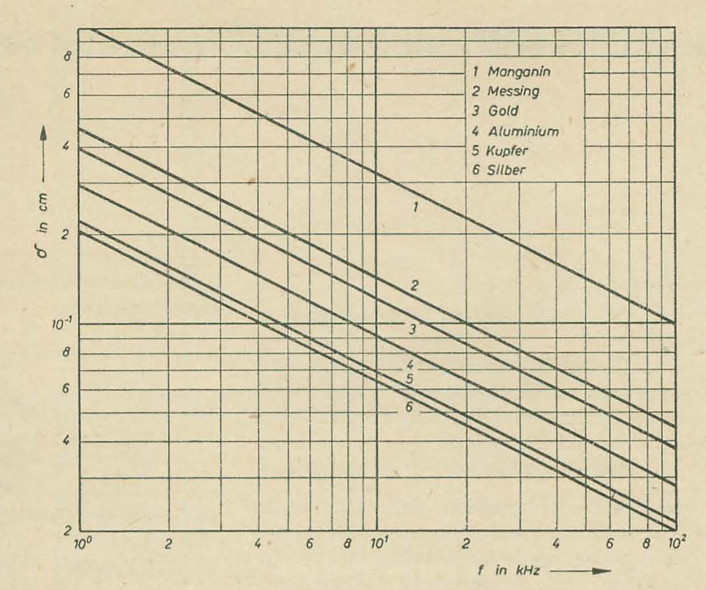


Bild 4: Die Eindringtiefe verschiedener Materialien als Funktion der Frequenz

Neben dem Widerstand interessiert der Verlauf der Stromdichte von der Leiteroberfläche bis zur Leitermitte. Legen wir einen leitenden Quader unendlicher Ausdehnung in x-Richtung zugrunde, dessen Oberfläche in der y-z-

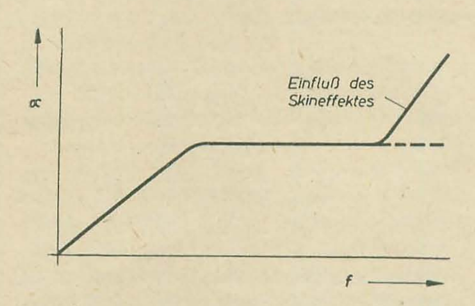


Bild 5: Prinzipieller Verlauf der Dämpfung einer Freileitung

Ebene von der Stromdichte G_0 durchflossen wird (Bild 3), so ergibt sich in x-Richtung eine Abnahme der Stromdichte nach der Exponentialfunktion [2]

$$G = G_0 \cdot e^{-\frac{x}{\vartheta}}. \quad (7)$$

In dieser Gleichung stellt ϑ die sog. Eindringtiefe dar, die später definiert wird.
In zylindrischen Leitern geschieht die Abnahme der Stromdichte nach einer Zylinderfunktion. Da jedoch bei hohen Frequenzen mit einer sehr geringen Eindringtiefe gerechnet werden kann, kann man auch hier näherungsweise eine exponentielle Abnahme annehmen [3].
Um unabhängig von mathematischen Ableitungen zu einer anschaulichen Erklärung des Zustandekommens des Skineffektes zu gelangen, kann man sich nach Michelsson [4] den vollen zylindrischen Leiter zerlegt denken in eine größere Anzahl von Hohlrohren, die so aufgebaut sind, daß alle Rohre den gleichen Gleichstromwiderstand, also nach außen hin eine abnehmende Wandstärke haben. Die Stromverteilung in diesem System ineinandergesteckter Röhren wird bei Anlegen einer Wechselspannung hoher Frequenz wesentlich durch die sich zwischen und in den Leiter ausbildenden Magnetfelder bestimmt. Eine einfache Überlegung läßt erkennen, daß bei gleichen Widerständen die Selbstinduktion einer inneren Röhre immer größer als die der nächst äußeren ist. Diese Tendenz ist umso stärker ausgeprägt, je höher die Frequenz ist. Es ist leicht einzusehen, daß der Wechselstrom den Weg über die kleinere Selbstinduktion wählt, also über die äußeren Röhren. Aus dieser Modellbetrachtung ergibt sich die Verdrängung der Stromfäden nach der Leiteroberfläche hin.
Um nun ein Maß für die Größe des Skineffektes bei verschiedenen Materialien und Frequenzen zu haben, hat man den Begriff der Eindringtiefe ϑ eingeführt. Man hat sie in einem ebenen Leiter definiert durch den Abstand von der Oberfläche, in dem die Stromdichte auf den $^1/_e$-ten Wert des Wertes an der Oberfläche abgesunken ist, was einem Abfall von etwa 36% entspricht. Die Eindringtiefe kennzeichnet die leitende Schicht unter der Oberfläche, deren Gleichstromwiderstand gleich dem Wechselstromwiderstand des gesamten Leiters bei der betreffenden Frequenz ist [1]. ϑ berechnet sich aus der Gleichung

$$\vartheta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \varkappa \cdot \mu}}, \quad (8)$$

wobei wiederum

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$$

gesetzt werden muß. ϑ erhält man in cm, wenn die Frequenz f in Hz, die Leitfähigkeit $\varkappa$ in S/cm und μ_r und μ_0 wie bereits angegeben eingesetzt werden.

Tabelle 1

Material	K
Aluminium	8,8
Kupfer	6,7
Silber	6,4
Messing	14,0
Zink	12,2
Zinn	17,5

Faßt man in (8) die Konstanten zusammen zu

$$K = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \varkappa \cdot \mu}}, \quad (9)$$

so errechnet sich ϑ aus

$$\vartheta = K \cdot \frac{1}{\sqrt{f}},$$

wobei K eine Materialkonstante darstellt, die für einige Materialien in Tabelle 1 angegeben ist.
Die Abhängigkeit der Eindringtiefe von der Frequenz ist für einige Materialien im Bild 4 dargestellt.
Es sei hier noch darauf hingewiesen, daß die Definition der Eindringtiefe streng genommen ebenfalls nur für ebene Leiter mit exponentiellen Abfall der Stromdichte gilt. Sie kann jedoch aus den bereits erwähnten Gründen auch auf zylindrische Leiter übertragen werden.
Für die Praxis hat der Skineffekt eine große Bedeutung, da mit der Verringerung des an der Stromleitung beteiligten Leiterquerschnitts ein Ansteigen der Verluste der Leitergebilde bei hohen Frequenzen verbunden ist. Im Bild 5 ist als Beispiel der prinzipielle Verlauf der Dämpfung einer Freileitung aufgezeichnet. Man erkennt den steilen Dämpfungsanstieg bei hohen Frequenzen, der eine Folge des Skineffektes darstellt.
An Leitergebilde der Höchstfrequenztechnik sind deshalb hinsichtlich der Oberflächenbeschaffenheit und -güte erhöhte Anforderungen zu stellen. Insbesondere dürfen Rauheiten und Unebenheiten nicht die Größenordnung der Eindringtiefe erreichen, da sich sonst weitere Verluste ergeben. In verschiedenen Ländern sind deshalb durch Normen Güteklassen eingeführt worden, die für bestimmte Frequenzbereiche die maximal zulässige Rauhtiefe festlegen [5].
Dem Ansteigen der Verluste bei sehr hohen Frequenzen wirkt man in der Praxis dadurch entgegen, daß man Leitergebilde mit einem Oberflächenbelag aus einem gut leitenden Material (Silber) versieht. Die Dicke des Belags ist dabei mindestens gleich der Eindringtiefe bei der Arbeitsfrequenz.
Ein weiterer für die Praxis wichtiger Sachverhalt ergibt sich aus Bild 2, das erkennen läßt, daß die Widerstandserhöhung um so geringer ist, je kleiner der Leiterdurchmesser ist. Man kann deshalb einer Erhöhung der Verluste bei Erhöhung der Frequenz entgegenwirken, wenn man Leiter für hohe Frequenzen aufteilt in eine große Anzahl dünner Leiter. Um zu vermeiden, daß der Strom nur durch die äußeren Leiter fließt, werden diese verdrillt. Man erhält dann die bekannte HF-Litze.

Literatur

[1] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker III. Band

[2] Gundlach: Theoretische Grundlagen der Dezimeterwellentechnik; ETZ, 60 (1939) 48, S. 1373

[3] Küpfmüller: Einführung in die theoretische Elektrotechnik; Springer-Verlag 1955

[4] Michelsson: Der Skin- oder Hauteffekt von Leitern; Funk-Technik 20 (1947) S. 9

[5] Sowjet. Norm GOST 2789—45

Dimensionierung von Heißleiter-Widerstandskombinationen

ARNOLD BANIK

Oft sind Entwickler von elektronischen Geräten sowie auch Amateure vor die Aufgabe gestellt, bestimmte Temperaturverhalten von Bauelementen oder Schaltungen durch zusätzliche Maßnahmen mit gegenläufiger Charakteristik zu kompensieren. Bei Temperaturausgleich durch Kombination von Bauelementen mit geeigneten Temperaturkoeffizienten ist der Temperaturausgleich durch Heißleiter weit verbreitet. Die Anwendung und Berechnung von Heißleiterkombinationen ist an sich nicht schwierig; es bietet sich jedoch die Möglichkeit, durch günstige normierte Darstellung einen großen Teil der erforderlichen Rechen- und Gedankenarbeit zu vermeiden, wenn sich die Anwendungsfälle oft wiederholen. Außerdem sind die Zusammenhänge und das grundsätzliche Verhalten aus diesen Darstellungen sehr anschaulich zu erkennen.

Allgemeines

Die Schwierigkeiten beim Entwurf von Schaltungsanordnungen mit Heißleitern liegen darin, daß der Temperaturkoeffizient der Heißleiter im interessierenden Temperaturbereich nicht mehr als konstant angesehen werden kann. Es gilt näherungsweise die Beziehung:

$$R_\vartheta = r \cdot e^{\frac{b}{T}}, \qquad (1)$$

beziehungsweise:

$$\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}} = e^{\left(\frac{b}{T} - \frac{b}{293\,°K}\right)}. \qquad (2)$$

Hierbei ist:

R_ϑ = Widerstand bei der Temperatur ϑ in °C,

b = Energiekonstante in °K,

T = absolute Temperatur in °K und

r = Widerstandswert, den der Heißleiter bei der Temperatur T = ∞ annehmen würde.

Gleichung (2) grafisch dargestellt ergibt Bild 1. Es muß jedoch erwähnt werden, daß bei den hier angestellten Überlegungen von der Annahme ausgegangen wurde, daß der Heißleiter auch tatsächlich seine Umgebungstemperatur annimmt und nicht durch andere Bauteile oder durch die eigene elektrische Belastung zusätzlich erwärmt wird.

Ist nun in einer Schaltung die Verwendung eines Heißleiters erforderlich, so wird man praktisch meist so vorgehen, daß man zunächst an Stelle des Heißleiters eine Widerstandsdekade einsetzt und in Abhängigkeit von der Temperatur den erforderlichen Widerstand R_D ermittelt. Trägt man $\frac{R_D}{R_{D_{20}}} = f(\vartheta)$ im gleichen Maßstab wie Bild 1 grafisch auf, so läßt sich durch direkten Vergleich ein geeigneter Heißleiter ermitteln. Meist wird es jedoch erforderlich sein, eine Kombination Heißleiter und Ohmscher Widerstand zu wählen, um den gewünschten Kurvenverlauf möglichst gut annähern zu können.

Reihenschaltung: Heißleiter und Widerstand

Der Ohmsche Widerstand kann als Vielfaches des Heißleiterwiderstandes bei 20 °C angegeben werden, und man erhält für den Gesamtwiderstand:

$$R_{ges} = R_\vartheta + n\,R_{\vartheta_{20}}. \qquad (3)$$

Die normierte Darstellung lautet:

$$\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = \frac{1}{1+n}\,\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}} + \frac{n}{1+n}. \qquad (4)$$

In Gleichung (4) sind sowohl n als auch die in $\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}}$ enthaltene Energiekonstante b als Parameter zu betrachten. Bild 2 zeigt als Beispiel die grafische Darstellung der Gleichung (4) für einen mittleren Wert von b.

Parallelschaltung: Heißleiter und Widerstand

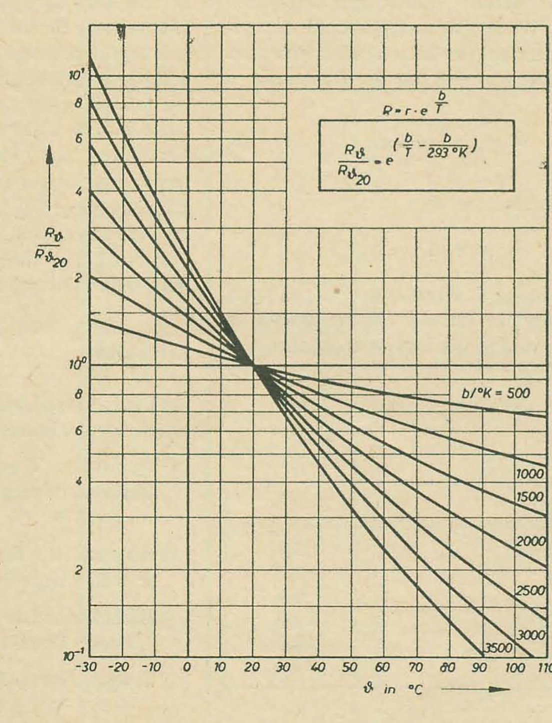
Der Parallelwiderstand wird ebenfalls als Vielfaches von $R_{\vartheta_{20}}$ angegeben; der Faktor sei 1/m. Damit erhält man

$$R_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{R_\vartheta} + \frac{m}{R_{\vartheta_{20}}}} \qquad (5)$$

und

$$\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = \frac{1+m}{\frac{R_{\vartheta_{20}}}{R_\vartheta} + m}. \qquad (6)$$

Für einen mittleren Wert von b und m als Parameter ist Gleichung (6) im Bild 3 dargestellt. Es ergeben sich in der Kurvenform gegenüber Bild 2 deutlich Unterschiede, was sich folgendermaßen erklären läßt: Überwiegt in einer vorgegebenen Kombination der Anteil



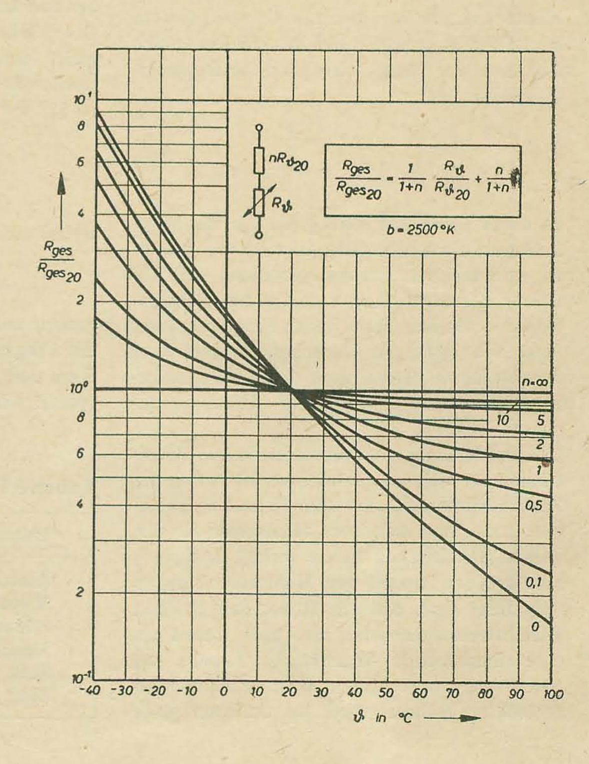
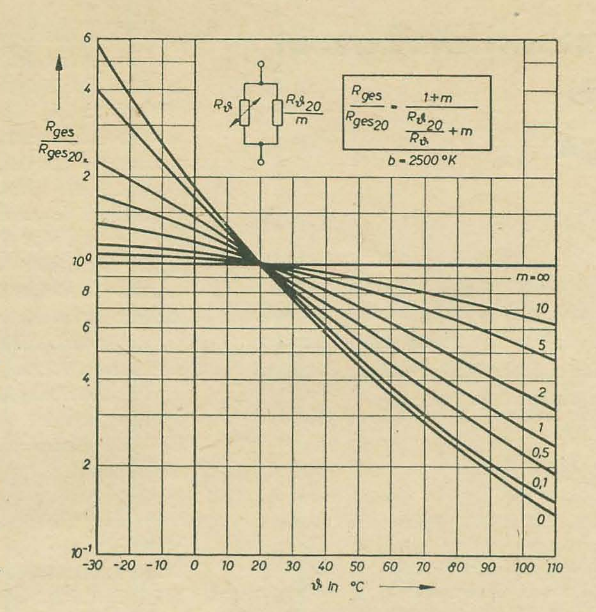


Bild 1 (links): Diagramm $\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}} = f(\vartheta)$

Bild 2 (rechts): Diagramm $\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = f(\vartheta)$ bei Reihenschaltung



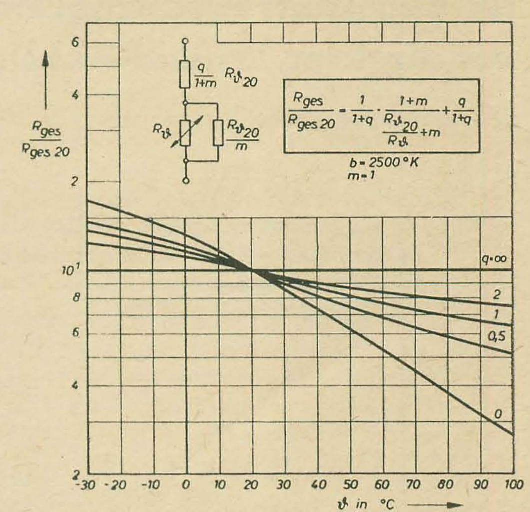


Bild 3 (links): Diagramm $\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = f(\vartheta)$ bei Parallelschaltung

Bild 5 (rechts): Diagramm $\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = f(\vartheta)$ bei kombinierter Reihen- und Parallelschaltung

des Festwiderstandes, so wird die Temperaturabhängigkeit geringer, die Kurven verlaufen flacher und gerader. Da sich aber der Heißleiterwiderstand in Abhängigkeit von der Temperatur erheblich ändert, steigt bzw. sinkt auch mit der Temperatur das Maß, in dem der Festwiderstand das Verhalten der Kombination beeinflußt. Der Festwiderstand wirkt sich aber dann stärker aus, wenn er in der Reihenschaltung groß und in der Parallelschaltung klein gegenüber dem Heißleiterwiderstand ist; daher werden die Kurven für die Reihenschaltung bei hohen und für die Parallelschaltung bei tiefen Temperaturen stärker linearisiert als umgekehrt.

Kombinierte Reihen- und Parallelschaltung

Durch kombinierte Reihen- und Parallelschaltung nach Bild 4 lassen sich Temperaturgänge erzielen, die zwischen denen der reinen Reihen- und der reinen Parallelschaltung liegen.

Bild 4: Kombinierte Reihen- und Parallelschaltung (a: R_ϑ, $R_R = nR_{\vartheta 20}$, R_p; b: R_ϑ, R_R, $R_p = \frac{R_{\vartheta 20}}{m}$)

Man kann im Fall a) die Reihenschaltung und im Fall b) die Parallelschaltung als „Ersatzheißleiter" betrachten und dazu einen Widerstand parallel bzw. in Reihe schalten. Man braucht jetzt lediglich statt $\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}}$ die in den Gleichungen (4) und (6) gewonnenen Ergebnisse einzusetzen und erhält

$$\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = \frac{1+p}{\frac{1}{\frac{1}{1+n}\frac{R_\vartheta}{R_{\vartheta_{20}}} + \frac{n}{1+n}} + p} \quad (7a)$$

$$\frac{R_{ges}}{R_{ges_{20}}} = \frac{1}{1+q} \cdot \frac{1+m}{\frac{R_{\vartheta_{20}}}{R_\vartheta} + m} + \frac{q}{1+q} \quad (7b)$$

Dabei ist im Fall a) der Parallelwiderstand R_p als Vielfaches des Gesamtreihenwiderstandes bei $\vartheta = 20$ °C

$$R_p = \frac{R_{ges_{20}}}{p} = \frac{R_{\vartheta_{20}}}{p}(1+n) \quad (8)$$

und im Fall b) der Reihenwiderstand R_R als Vielfaches des Gesamtparallelwiderstandes bei $\vartheta = 20$ °C angesetzt

$$R_R = q \cdot R_{ges_{20}} = \frac{q \cdot R_{\vartheta_{20}}}{1+m}. \quad (9)$$

Eine grafische Darstellung in allgemeiner Form ist wegen der drei Parameter nicht sinnvoll. Als Beispiel sei der Fall b) mit b = 2500 °K und m = 1 im Bild 5 dargestellt.

Zusammenfassung

Durch zweckmäßige Anwendung der normierten Darstellung lassen sich für Heißleiter und Heißleiter-Widerstandskombinationen sehr übersichtliche und allgemeingültige Gleichungen und Diagramme aufstellen. Der in dem gewählten einfach-logarithmischen Maßstab schwach nach unten gewölbte Verlauf der Heißleiterkurven erhält durch Reihenschaltung mit einem Ohmschen Widerstand eine stärkere, besonders bei tiefen Temperaturen, ausgeprägtere Wölbung nach unten, während eine Parallelschaltung mit einem Ohmschen Widerstand eine schwache Wölbung nach oben ergibt. Mit der kombinierten Reihen- und Parallelschaltung erhält man Kurven, die zwischen denen der Reihen- und der Parallelschaltung liegen; sie können bei günstiger Wahl der Parameter über einen relativ großen Temperaturbereich annähernd linear verlaufen.

Stellt man den für eine Schaltung erforderlichen Widerstandsverlauf mit gleichem Maßstab wie in den Bildern 1 ··· 3 und 5 normiert dar, so kann man durch direkten Vergleich ohne jede Rechen- oder Probierarbeit die günstigste Kombination ermitteln.

In einer Oszillatorschaltung nach Bild 6 ändert sich mit der Temperatur die Güte des Schwingkreises und damit die Schwingamplitude. Um diesem Effekt zu begegnen, muß der Ankopplungswiderstand R im Bild 6 temperaturabhängig gemacht werden. In einem Temperaturversuch wurde er im interessierenden Bereich für jede Temperatur so eingestellt, daß sich eine konstante Schwingamplitude ergab. Die gemessenen und die normierten Werte sind in der Tabelle angegeben. Es zeigt sich gute Übereinstimmung mit der Kurve für q = 2 im Bild 5.

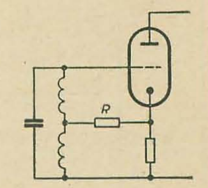


Bild 6: Oszillatorschaltung

Die Zahlenrechnung ergibt:

$$R_R = \frac{q}{1+m} R_{\vartheta_{20}} = \frac{2}{1+1} R_{\vartheta_{20}} = R_{\vartheta_{20}}$$

$$Rp = \frac{R_{\vartheta_{20}}}{m} = R_{\vartheta_{20}}$$

$$R_{ges_{20}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\vartheta_{20}}} + \frac{m}{R_{\vartheta_{20}}}} + \frac{q \cdot R_{\vartheta_{20}}}{1+m}$$

$$= \frac{R_{\vartheta_{20}}}{1+m} \cdot (1+q)$$

$$R_{\vartheta_{20}} = R_{ges_{20}} \cdot \frac{1+m}{1+q} = 3 \cdot 10^3 \cdot \frac{1+1}{1+2} = 2\,k\Omega$$

Tabelle

ϑ in °C	—10	0	+10	+20	+30	+40	+50
R in kΩ	3,42	3,27	3,12	3	2,85	2,7	2,58
R/R_{20}	1,14	1,09	1,04	1	0,95	0,9	0,86

Literatur

Werner Taeger: Heißleiter für verschiedene Zwecke; radio und fernsehen 3 (1960) S. 90

Bauanleitung: Scheinwiderstandsmeßgerät für den Tonfrequenzbereich mit direkter Winkel-Anzeige

GERHARD PETRICH

Zur Messung von Ortskurven bedient man sich gern — unter Verzicht auf hohe Genauigkeit — eines Gerätes, das eine Ermittlung von Betrag und Phase ohne Zwischenrechnung erlaubt. Folgend wird eine einfache Meßeinrichtung dieser Art für den Frequenzbereich 25 Hz ··· 25 kHz beschrieben.

Meßprinzip

Die Wirkungsweise der Schaltung geht aus Bild 1 hervor. Ist R_N ein reeller Widerstand, so gilt für die Brücke im betragsmäßig abgeglichenen Zustand

$$R_N = |\mathfrak{R}_x| \qquad (1)$$

entsprechend

$$|\mathfrak{U}_{ad}| = |\mathfrak{U}_{db}|. \qquad (2)$$

Es gilt:

$$\mathfrak{U}_{cd} = -j\frac{\mathfrak{U}_{ab}}{2} \cdot \tan\frac{\varphi}{2}, \qquad (3)$$

wenn φ den Winkel des zu untersuchenden Scheinwiderstandes $\mathfrak{R}_x$ angibt. Das zugehörige Vektordiagramm zeigt Bild 2. Hält man $\mathfrak{U}_{ab}$ konstant, so ist unter der Bedingung der Gl. (2) die Spannung $\mathfrak{U}_{cd}$ ausschließlich von φ abhängig und kann zu dessen Direktanzeige verwendet werden.

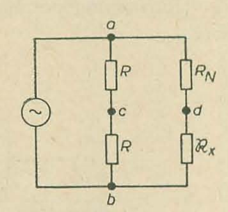


Bild 1: Schaltung zum Meßprinzip

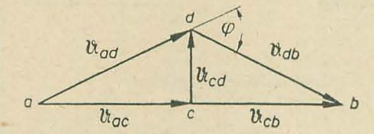


Bild 2: Spannungsdiagramm

Um störende Einflüsse beim Vergleich der Komponenten $\mathfrak{U}_{ad}$ und $\mathfrak{U}_{db}$ und bei der Messung von $\mathfrak{U}_{cd}$ gering zu halten, erdet man zweckmäßig den Punkt d und verwendet eine symmetrische Generatorspannung $\mathfrak{U}_{ab}$. Der Bereichsumfang der Meßanordnung wird nach hohen Frequenzen hin im wesentlichen durch parallel zu R_N und $\mathfrak{R}_x$ liegende Schaltkapazitäten begrenzt; diese sind daher möglichst klein zu halten.

Beschreibung der Schaltung

Die Schaltung eines erprobten Gerätes zeigt Bild 3. R_7 und R_{10} entsprechen den im Bild 1 mit R bezeichneten Widerständen. Die Reihenschaltung $R_2 + R_3 + R_4 + R_5$ entspricht R_N und das an die Buchsen Bu_3 und Bu_4 anzuschließende Meßobjekt entspricht $\mathfrak{R}_x$. Als Meßspannungsquelle wurde der 2-Ω-Ausgang des Tongenerators GF 2 von Clamann & Grahnert vorgesehen. Dieser Generator liefert eine über den gesamten Tonfrequenzbereich nahezu konstante Spannung, so daß ein Nachregeln bei Frequenzwechsel entfällt.

Damit die Meßspannung innerhalb des vorgesehenen Meßbereiches belastungsunabhängig und genügend erdsymmetrisch ist, wurde der Übertrager Ü vorgesehen. Er setzt den Generatorinnenwiderstand auf $^1/_{20}$ herab und ist besonders symmetrisch und kapazitätsarm aufgebaut. Zur Linearisierung des Frequenzganges ist er sekundärseitig niederohmig abgeschlossen.

Der Trimmer C_1 dient zum einmaligen Abgleich der Schaltkapazitäten der beiden Brückenzweige. Er wird so eingestellt, daß bei $\mathfrak{R}_x = R_N = 100\ k\Omega$ und $f = 25\ kHz$ das Instrument I_2 stromlos ist.

Die Spannungen über $\mathfrak{R}_x$ und R_N werden in $Rö_1$ und $Rö_2$ verstärkt und in $Rö_3$ gleichgerichtet. Ihre Differenz kommt in I_1 zur Anzeige. Das antiparallelgeschaltete Diodenpaar (D_1, D_2) schützt infolge seiner nichtlinearen Charakteristik das Instrument vor Überlastungen und erleichtert den Abgleich der Widerstandsbeträge. Zur Nullpunkteichung dient R_8.

Die Spannung der Brückendiagonale wird mittels $Rö_4$ verstärkt und nach der Gleichrichtung in der Golddrahtdiode D_3 einem weiteren 25-μA- Drehspulinstrument I_2, das in Winkelgraden geeicht ist, zugeführt. Die Skalen-Eichung des Phasenmessers wurde mit Hilfe bekannter Scheinwiderstände vorgenommen. Infolge des — für die Golddrahtdiode charakteristischen — kräftigen Stromanstieges bei kleinen Durchlaßspannungen, sind bereits Winkel von 2° ablesbar, so daß auf eine Unterteilung des 90° Bereiches verzichtet werden konnte. Die Zusatz-Kondensatoren $C_2 \cdots C_5$ dienen zur Vorzeichenbestimmung des Winkels.

Das Mustergerät hat folgende technische Daten:

Widerstandsmeßbereich: 10 Ω ··· 100 kΩ
Winkelbereich: —90° ··· + 90°
Frequenzbereich: 25 Hz ··· 25 kHz
Genauigkeit der Betragsmessung[x]:
± 3 Ω im Bereich 10 Ω ··· 100 Ω
± 3% im Bereich 100 Ω ··· 100 kΩ
Genauigkeit der Winkelmessung[x]: ± 3°
Erforderliche Spannung am 2-Ω--Ausgang des Tongenerators: ≈ 1 V

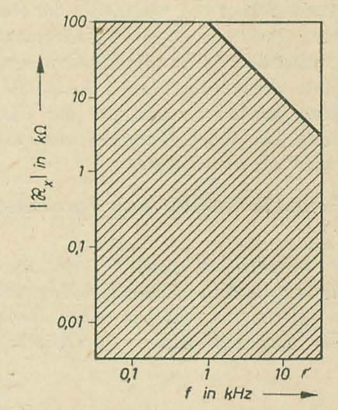
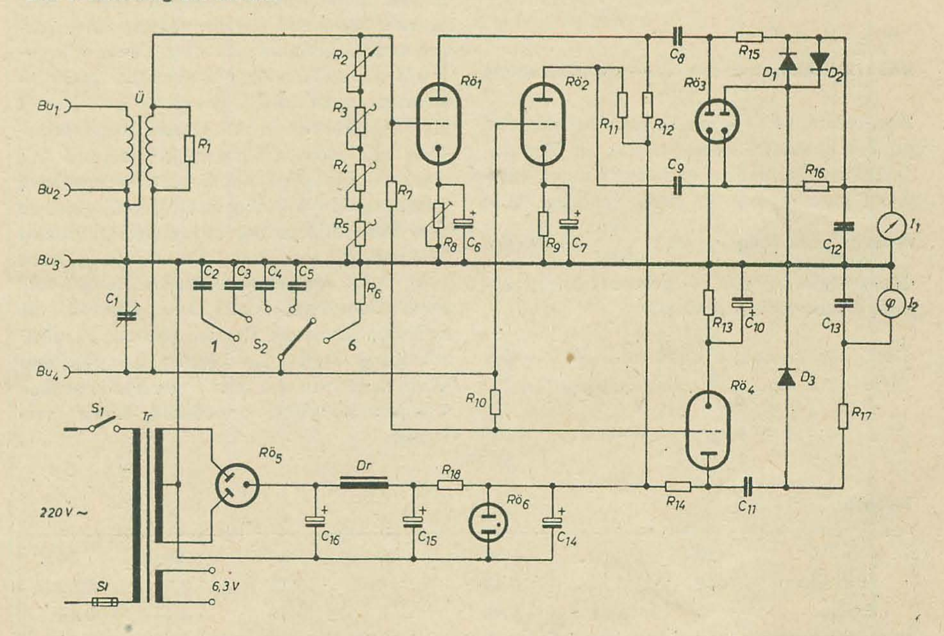


Bild 4: Bereichsumfang des Meßgerätes

Bild 3: Schaltung des Gerätes



Verwendete Einzelteile

R_1	10 Ω 0,25 W	
R_2	100 Ω 0,8 W geeichtes Schichtpotentiometer lin.	
R_3	900 Ω 0,25 W	Schalter: PGH Elektromeß Dresden 1 Bahn- 12 Schaltstellungen.
	Dek. 0 ··· 9×100 Ω ± 1%	
R_4	9 kΩ 0,25 W	
	Dek. 0 ··· 9×1 kΩ ± 1%	
R_5	90 kΩ 0,25 W	
	Dek. 0 ··· 9×10 kΩ ± 1%	
R_6	100 Ω 0,25 W ± 1 %	
R_7	10 Ω 0,25 W ±1%	
R_8	500 Ω 0,8 W Schichtpotentiometer lin. (Eichen 1)	
R_9	300 Ω 0,5 W	
R_{10}	10 Ω 0,25 W ±1%	
R_{11}	2 kΩ 0,5 W	
R_{12}	2 kΩ 0,5 W	
R_{13}	300 Ω 0,5 W	
R_{14}	12,5 kΩ 1 W	
R_{15}	20 kΩ 0,5 W	
R_{16}	20 kΩ 0,5 W	
R_{17}	60 kΩ 0,5 W	
R_{18}	3 kΩ 5 W	

C_1		Hescho-Trimmer 2498
C_2	1 μF	160 V MP
C_3	0,1 μF	250 V Sikatrop
C_4	10 nF	250 V Sikatrop
C_5	1 nF	250 V Sikatrop
C_6	50 μF	30/35 V Elko
C_7	50 μF	30/35 V Elko
C_8	2 μF	250 V MP
C_9	2 μF	250 V MP
C_{10}	100 μF	30/35 V Elko
C_{11}	2 μF	250 V MP
C_{12}	1 μF	160 V MP
C_{13}	1 μF	160 V MP
C_{14}	50 μF	500/550 V Elko
C_{15}	25 μF	500/550 V Elko
C_{16}	25 μF	500/550 V Elko
$Rö_1$	6J5	
$Rö_2$	6J5	
$Rö_3$	6H6	
$Rö_4$	6J5	
$Rö_5$	EZ 80	
$Rö_6$	StV 150/20	
D_1	Rel. gl. 26-436/1	
D_2	Rel. gl. 26-436/1	

D_3	OA 180	
Dr	Netzdrossel M 55	6000 Wdg 0,16 mm ∅ CuL
Tr	Netztrafo	P: 220 V; S: 2×250 V 6,3 V
Ü	Eingangsübertrager M 65	Kernblech D 1; 0,1 mm ohne Luftspalt, Schichthöhe 28 mm Wicklungsanordnung von unten nach oben 1) 2 Lagen Ölleinen 2) Sekundärwicklung 36 Wdg 1,0 mm ∅ CuL (1 Lage) 3) 5 Lagen Ölleinen 4) Abschirmfolie 0,1 mm Cu 5) 2 Lagen Ölleinen 6) Primärwicklung 161 Wdg 0,8 mm ∅ CuLS (unteres Wicklungsende an Erde) 7) 2 Lagen Ölleinen
Si	0,25 A Sicherung	
S_1	Netzschalter	
S_2	Stufenschalter	PGH Elektromeß Dresden 1 Bahn- 6 Schaltstellungen
I_1	25 μA/65 ∅	Drehspulinstrument, Nullpunkt in Mittellage
I_2	25 μA/110 ∅	Drehspulinstrument

Die mit ˣ⁾ bezeichneten Genauigkeitsangaben gelten innerhalb des schraffierten Bereiches von Bild 4; außerhalb entsteht infolge der Schaltkapazitäten ein größerer Fehler.

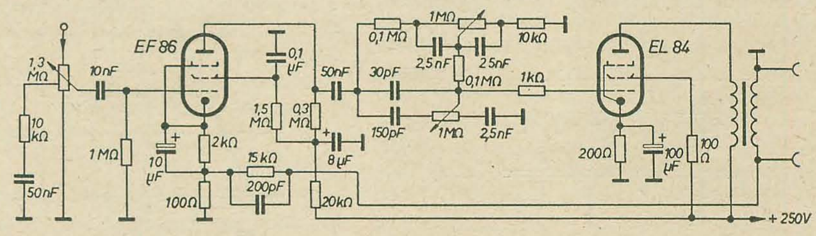
Inbetriebnahme und Bedienung

Der 2-Ω-Ausgang des Tongenerators wird über ein abgeschirmtes Kabel mit den Buchsen Bu_1 und Bu_2 verbunden. Die Kabelabschirmung liegt an Bu_2. Am Generator ist eine Verbindung zwischen der Kabelabschirmung und der Erdbuchse herzustellen.
Nach dem Anheizen des Scheinwiderstandsmessers (etwa 1 min) korrigiert man die Nullstellung von I_1 mittels der am Instrument befindlichen Stellschraube. Dann wird der Tongenerator eingeschaltet und bei einer Frequenz von etwa 1 kHz und maximaler Spannung Eichen 1 wie folgt durchgeführt:
Schalter S_2 in Stellung 6, R-Dekade (R_2 bis R_5) in Stellung 100 Ω. Mit Hilfe von R_8 das Instrument I_1 wieder in Nullstellung bringen.
Eichen 2: Schalter S_2 in Stellung 5, R-Dekade in Stellung 0 Ω.
Mit Hilfe der Generatorspannung I_2 auf 90° einregeln.
Darauf ist das Gerät betriebsbereit. $\mathfrak{R}_x$ wird mit Bu_3 und Bu_4 verbunden und die Widerstandsdekade so eingestellt, daß I_1 in Nullstellung geht. Der eingestellte Widerstand entspricht $|\mathfrak{R}_x|$.
φ ist an I_2 direkt ablesbar. Zur Feststellung des Vorzeichens von φ schaltet man S_2 weiter auf die Stellungen 4, 3, 2 oder 1, bis eine Änderung des Ausschlages von I_2 zu bemerken ist. Verringert sich der Zeigerausschlag, so ist das Vorzeichen positiv (sonst umgekehrt). Die Vorzeichenbestimmung kann bei allen Winkeln, ausschließlich $\varphi = 0°$ und $\varphi = \pm 90°$, vorgenommen werden.
Bei längeren Meßreihen ist es zweckmäßig, die Eichung des Gerätes in größeren Abständen zu kontrollieren, ebenso bei Messungen in der Nähe der unteren und oberen Grenzfrequenz.

Wenn das Brummen stört ...

Ein aus dem Netz gespeister Rundfunkempfänger arbeitet bekanntlich nie völlig brummfrei; sondern läßt auch bei zugedrehtem Lautstärkeregler noch ein geringes Brummen hören. Dieser Restbrumm kann für empfindliche Ohren störend wirken. Bei der hier angegebenen Schaltung ist das Brummen fast bis zur Unhörbarkeit reduziert.
Bei der Frage nach der Ursache des Restbrumms bietet sich, falls Netzdrossel und Ausgangstrafo nicht allzu ungünstig zum Netztrafo stehen, zunächst eine Untersuchung der Siebkette an. Doch wird in den meisten Fällen, in denen sie mit einer Drossel und 2 mal 50 μF dimensioniert ist, die Ursache woanders zu suchen sein. Auch eine sachgemäß verlegte Heizleitung wird nur selten zum Brummen Anlaß geben. Dies kann übrigens leicht nachgeprüft werden, indem die Heizleitung am Trafo kurzseitig unterbrochen wird. Die Ursache liegt woanders, nämlich in der NF-Stufe. In den meisten Fällen wird bei den modernen Geräten die EABC 80 verwendet. Sie bietet den Vorzug, die AM- und FM-Gleichrichtung sowie die NF-Verstärkung zu übernehmen. Aber gerade dies ist erfahrungsgemäß der wunde Punkt: Diese Röhre hat für ihre HF- und NF-Funktionen eine gemeinsame Katode. Zahlreiche Versuche haben jedoch ergeben, daß der für FM günstigste Erdungspunkt (Vermeidung von Kopplungen) durchaus nicht auch das Brumm-Minimum gewährleistet. Ist jener meist die kürzeste Verbundung, so ist dieser durch Abtastversuche zu ermitteln. Daraus folgt aber, daß man die HF-Gleichrichtung von der 1. NF-Stufe röhrenmäßig trennen muß. Es stehen uns da die Röhren EAA 91 und die extrem brummunempfindliche EF 86 zur Verfügung. Die höhere Verstärkung der Pentode ermöglicht den Einbau eines wirksamen Klangregelnetzwerkes. Der große Vorteil des hinter die NF-Stufe geschalteten Netzwerkes besteht in einer weitgehenden Unempfindlichkeit gegen Brummeinstreuungen, so daß man hier ohne jede Abschirmung auskommt und längere Leitungen nicht stören. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die Gegenkopplungsspannung nicht wie sonst üblich an den Fußpunkt das Lautstärkereglers geführt zu werden braucht, so daß hier bei zugedrehtem Regler der Schleifer direkt an Masse liegt und kein wenn auch noch so geringes NF-Signal mehr zur Endröhre gelangt. Außerdem wird durch die Ausschaltung der EABC 80 ein „Übersprechen" von den Dioden zum Gitter vermieden.
Zu beachten ist selbstverständlich, daß alle NF-Spannung führenden Leitungen (Lautstärkeregler usw.) nur an einem gemeinsamen Punkt an Masse gelegt werden. Ist der Regler mit dem Netzschalter kombiniert, so müssen die NF-Anschlüsse mittels eines kleinen Stückchen Bleches abgeschirmt werden.

Peter Kortüm



Getrennte NF-Stufe mit Klangregelnetzwerk

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 34

1. Die Frequenz des Oszillatorschwingkreises allein ist durch die Thomsonsche Schwingungsformel

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 \cdot C_0}} \qquad (1)$$

gegeben. Da C_0 250 pF beträgt, ergibt sich für ein f_0 von 0,468 MHz eine Induktivität

$$L_0 = \frac{25\,330}{f_0^2 \cdot C_0} \qquad (2)$$

$$= \frac{25\,330}{0.468^2 \cdot 250} = 463\ \mu H.$$

(L_0 in μH, wenn f_0 in MHz und C_0 in pF)

2. Die Blindröhre wird zweckmäßig als regelbare Induktivität geschaltet. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung, Bild 2 das Ersatzschaltbild.

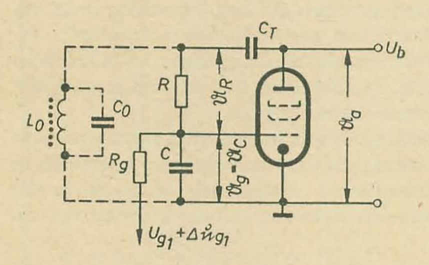


Bild 1: Prinzipschaltung einer Blindröhre

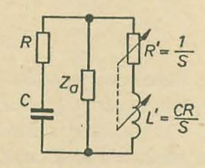


Bild 2: Ersatzschaltbild einer Blindröhre

3. Die dem Oszillatorschwingkreis parallel geschaltete Blindröhre läßt eine neue Frequenz

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_0 \cdot L'}{L_0 + L'} \cdot C_0}} \qquad (3)$$

entstehen. Durch Umformen von Gleichung (1) erhält man:

$$C_0 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_0}. \qquad (4)$$

Setzen wir den Wert von C_0 in (3) ein, so wird:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_0 \cdot L'}{L_0 + L'} \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_0}}}$$

$$= \frac{f_0}{\sqrt{\frac{L_0 \cdot L'}{L_0 + L'} \cdot \frac{1}{L_0}}} = \frac{f_0}{\sqrt{\frac{L'}{L_0 + L'}}} \qquad (5)$$

$$= f_0 \sqrt{\frac{L_0 + L'}{L'}} = f_0 \sqrt{1 + \frac{L_0}{L'}}.$$

Ist $L_0 \ll L'$ — was in der Praxis von $L' \geq 3\,L_0$ ab angenommen werden kann — so ist mit ausreichender Näherung:

$$\sqrt{1 + \frac{L_0}{L'}} \approx 1 + \frac{L_0}{2\,L'}. \qquad (6)$$

Damit erhalten wir die neue Frequenz

$$f_1 = f_0 \cdot \left(1 + \frac{L_0}{2\,L'}\right). \qquad (7)$$

Das Steuergitter der Blindröhre muß nun zwischen zwei Grenzwerten ausgesteuert werden, denen auch zwei Röhrensteilheiten S_a und S_b sowie zwei verschiedene Induktivitäten L_a' und L_b' zugeordnet sind. Die hiernach entstehenden Grenzfrequenzen berechnen sich nach (7) zu:

$$f_a = f_0 + \frac{f_0 \cdot L_0}{2\,L_a'} \quad \text{und} \quad f_b = f_0 + \frac{f_0 \cdot L_0}{2\,L_b'}. \qquad (8a\ \text{und}\ 8b)$$

Dann ist

$$\Delta f = f_a - f_b = \frac{f_0}{2} \cdot \left(\frac{L_0}{L_a'} - \frac{L_0}{L_b'}\right). \qquad (9)$$

Die scheinbaren Induktivitäten sind durch die für Bild 2 gegebenen Gleichungen

$$L_a' = \frac{C \cdot R}{S_a} \quad \text{und} \quad L_b' = \frac{C \cdot R}{S_b}.$$

bestimmt. Setzen wir diese Werte in (9) ein und drücken $S_a - S_b$ durch ΔS aus, so wird:

$$\Delta f = \frac{f_0}{2} \cdot \left(\frac{L_0 \cdot S_a}{C \cdot R} - \frac{L_0 \cdot S_b}{C \cdot R}\right) = \frac{f_0 \cdot L_0}{2\,C \cdot R} \cdot \Delta S \qquad (10)$$

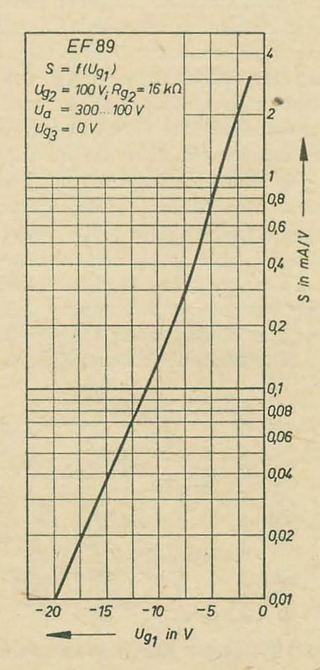


Bild 3: Steilheitskennlinie der EF 89

Bild 3 zeigt die Steilheitskennlinie der EF 89 in Abhängigkeit von der Gittervorspannung U_{g1} nach einem Datenblatt des VEB Werk für Fernmeldewesen für einen Schirmgittervorwiderstand R_{g2} von 16 kΩ und eine Schirmgitterbetriebsspannung U_{g2} von 100 V. Wir wählen den annähernd geradlinigen Teil für Gittervorspannungen U_{g1} von —2 V bis —15 V aus. Hierzu gehören die Steilheiten $S_a = 3$ mA/V und $S_b = 0{,}04$ mA/V. Demnach ist $\Delta S = 3 - 0{,}04 = 2{,}96$ mA/V.

R im Bild 1 soll stets groß gegen C gewählt werden, Nach (6) muß aber auch $L' \geq 3\,L_0$ sein. Wir setzen R = 100 kΩ und C = 50 pF ein, das sind Werte, die sich in der Praxis als günstig erwiesen haben. Nach (10) wird also, wenn wir überall Grundeinheiten einsetzen, und zwar H in Ωs und F in $\frac{As}{V}$:

$$\Delta f = \frac{486 \cdot 10^3\,Hz \cdot 463 \cdot 10^{-6}\,\Omega s \cdot 2{,}96 \cdot 10^{-3}\,\frac{A}{V}}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-12}\,\frac{As}{V} \cdot 10^5\,\Omega}$$

$$= 4{,}68 \cdot 4{,}63 \cdot 2{,}96 \cdot 10^3\,Hz \approx 64\,kHz.$$

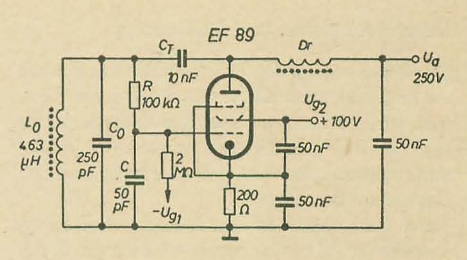


Bild 4: Dimensionierte Blindröhrenschaltung

Mit einer Gitterspannungsänderung von 13 V wird also eine Frequenzänderung von 64 kHz bzw. ein Frequenzhub von ± 32 kHz erreicht. Die EF 89 muß eine feste Steuergittervorspannung von $U_{g1} = -8{,}5$ V erhalten, die durch eine Kippspannung oder eine sinusförmige Spannung (Netzwechselspannung) von 13 V_{ss} periodisch verändert wird.

Im Bild 4 ist die vollständige Schaltung der berechneten Blindröhre wiedergegeben. Hierbei ist zu beachten, daß die Anodendrossel Dr eine ausreichende Induktivität besitzt. Da

$$L_a' = \frac{C \cdot R}{S_a} = \frac{5 \cdot 10^{-11}\,\frac{As}{V} \cdot 10^5\,\Omega}{3 \cdot 10^{-3}\,\frac{A}{V}}$$

$$= 1{,}67 \cdot 10^{-3}\,\Omega s = 1{,}67\,mH$$

beträgt, ist mit

$$3 \cdot L_0 = 3 \cdot 0{,}463 = 1{,}389\,mH$$

die Bedingung $L' \geq 3\,L_0$ also erfüllt.

Die Induktivitäten L_0, L' und die Drosselinduktivität liegen parallel. Selbst bei der kleinsten Blindinduktivität ($L_a' = 1{,}67$ mH) muß also die Drosselinduktivität groß gegenüber L_a' sein, damit sie bei der Berechnung vernachlässigt werden kann und das berechnete Δf nur unwesentlich verfälscht.

Maximale Wechselstromleistung und Verlustleistung in Röhren- und Transistorverstärkern

LOTHAR STEINKE

Für die folgenden Betrachtungen wird das ideale Ausgangskennlinienfeld einer Röhre oder eines Transistors benutzt. Es werden also keine Klirrfaktorbetrachtungen durchgeführt. Weiterhin interessiert bei der Behandlung des Problems nicht der funktionelle Zusammenhang Strom und Spannung. Der Innenwiderstand des Verstärkers und die steuernde Eingangsgröße sind für die Leistungsbetrachtung nur soweit von Interesse, als angenommen werden soll, daß I = f (Eingangsgröße) linear sein soll. Der Unterschied zwischen Röhre und Transistor besteht darin, daß bei der Röhre die Eingangsgröße eine Spannung, beim Transistor ein Strom ist.

Unter Betriebsart wird zusammengefaßt:

1. die Lage des Arbeitspunktes auf der Widerstandsgeraden,
2. die Lage der Widerstandsgeraden im Kennlinienfeld,
3. das zeitliche Verhalten der Betriebsspannung gegenüber der Eingangsgröße (Bild 1).

Für die Betrachtungen wird sin-förmige Aussteuerung angenommen.
Bei allen langsam verlaufenden Vorgängen, d. h. Punkt A kann gegebenenfalls irgendwo auf der Arbeitsgeraden stehenbleiben, muß dafür gesorgt sein, daß das Gebiet jenseits der max. Verlusthyperbel N nicht erreicht wird.

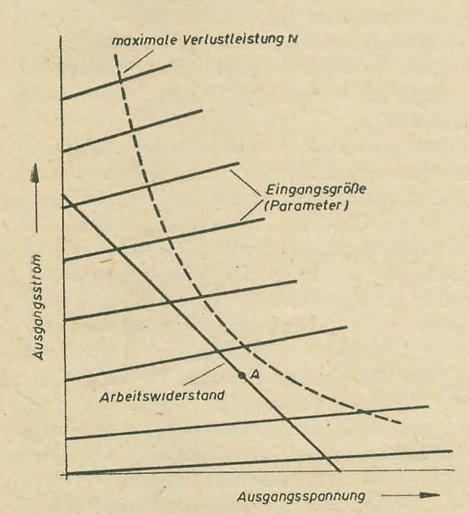


Bild 1: Kennlinienfeld eines Verstärkerelementes, Ausgangsstrom als Funktion der Ausgangsspannung. Eingangsgröße als Parameter

Die Arbeitsgerade darf also höchstens Tangente, niemals aber Sekante sein. Als langsam gelten Vorgänge, die gegenüber der kritischen Integrationszeit lange andauern.
Die entstehende Verlustleistung ist allgemein:

$$N_V(t) = I(t) \cdot U(t)\,. \qquad (1)$$

Die Verlustleistung wird hauptsächlich in Form von Wärme frei. Durch die sowohl in der Röhre als auch im Transistor vorhandene Wärmekapazität tritt bei periodischer Änderung der Verlustleistung eine Mittelwertbildung der Temperatur auf. Für den mittleren Temperaturwert gilt:

$$T_m = \frac{1}{\text{Periode}} \cdot \int\limits_{\text{Periode}} T(t)\,dt\,. \qquad (2)$$

Die Größe der Wärmekapazität gibt an, bei welcher Frequenz die vollständige Mittelwertbildung geschieht. Im allgemeinen wird nicht die Wärmekapazität sondern die sogenannte Integrationszeit angegeben. Das ist die Zeit, in der die Verlustleistung von Null bis zu einem Maximalwert und wieder bis Null durchfahren wird. Alle Vorgänge, die schneller ablaufen, als die Integrationszeit angibt, dürfen dynamisch behandelt werden (d. h. es tritt Mittelwertbildung ein). Vorgänge, die langsamer verlaufen, sind statisch zu behandeln (d. h. der Momentanwert der maximalen Verlustleistung muß in Rechnung gesetzt werden). Für Transistoren gilt z. B.:

$$\tau_{\text{Int}\cdot\,\text{Transistor}} = 20\ \text{ms}.$$

Hier interessieren Vorgänge, die schneller ablaufen, als durch τ_{Int}. gefordert wird.

Betriebsspannung konstant

A — Betrieb

a) Der Arbeitswiderstand soll Tangente an der Verlusthyperbel sein (Bild 2).

Es gilt für die maximale Wechselstromleistung bei harmonischer Aussteuerung:

$$N_{W_{max}} = \frac{(I' - I_0) \cdot (U' - U_0)}{2} \qquad (3)$$

und mit

$$I' = 2\,I_0 \quad U' = 2\,U_0$$

$$N_{W_{max}} = \frac{I_0 \cdot U_0}{2}\,. \qquad (3a)$$

$I_0 \cdot U_0 = N$ ist die Verlustleistung bei der Aussteuerung Null.

Somit ist:

$$N_{W_{max}} = \frac{N}{2}\,. \qquad (4)$$

Es läßt sich leicht ableiten, daß Gleichung (4) immer unabhängig davon Gültigkeit hat, an welcher Stelle die Arbeitsgerade die Verlusthyperbel tangiert. Außerdem bleibt die Begrenzung des Wechselstromvorganges immer symmetrisch. In Wirklichkeit kann bei Röhre und Transistor der Arbeitswiderstand nicht als beliebige Tangente an die Verlustleistungshyperbel gelegt werden, sondern man sucht eine Lage heraus, die einen besonders kleinen Klirrfaktor ergibt. Bei der Röhre wird bekanntlich die Aussteuerbarkeit des Kennlinienfeldes durch

die U_{g0}-Kennlinie, die Durchgriffsverzerrungen und die Stromübernahme durch Schirmgitter

begrenzt. Bei Transistoren sind die Grenzen:

die Kniespannung und der Kollektorreststrom.

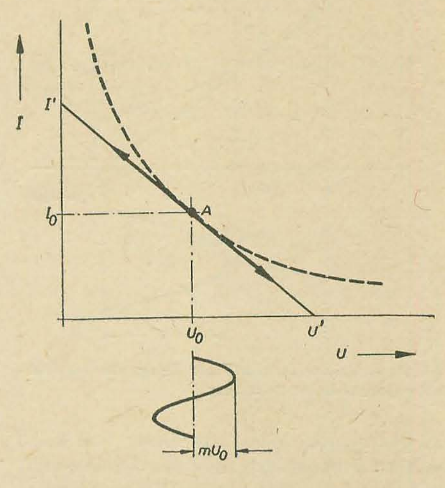


Bild 2: Arbeitswiderstand als Tangente an der Verlusthyperbel

Für den allgemeinen Fall des A-Betriebes ergibt sich folgender zeitlicher Verlauf:

$$N_V(t) = (U_0 + mU_0 \cdot \sin \omega t) \cdot (I_0 - mI_0 \cdot \sin \omega t).$$

Daraus erhält man für den Mittelwert:

$$N_{V_m} = \int\limits_0^{\pi} \frac{U_0 \cdot I_0}{\pi} \cdot d\omega t - \int\limits_0^{\pi} \frac{m^2 \cdot U_0 \cdot I_0}{2\pi} \cdot d\omega t + \frac{m^2 \cdot U_0 \cdot I_0}{2\pi} \int\limits_0^{\pi} \cos 2\,\omega t \cdot d\omega t\,.$$

Die Lösung ist:

$$N_{V_m} = U_0 \cdot I_0 \left(1 - \frac{m^2}{2}\right).$$

In diesen Gleichungen ist m der Aussteuerungsfaktor, der angibt, wievielmal kleiner die Aussteuerung im Verhältnis zur Vollaussteuerung ist. Man erkennt, daß die Verlustleistung am Verstärkerelement mit wachsendem m kleiner wird. Mit m = 1 und Gleichung (3a) wird:

$$N_{V_m} = N_{W_{max}}\,.$$

Das bedeutet, bei Vollaussteuerung könnte der Arbeitspunkt oberhalb der Verlusthyperbel liegen, ohne daß die Röhre oder der Transistor thermisch zerstört werden würde. Aus einem Transistor mit 100 mW Verlustleistung könnte man auch 100 mW Wechselstromleistung herausholen. Da man aber die Vollaussteuerung

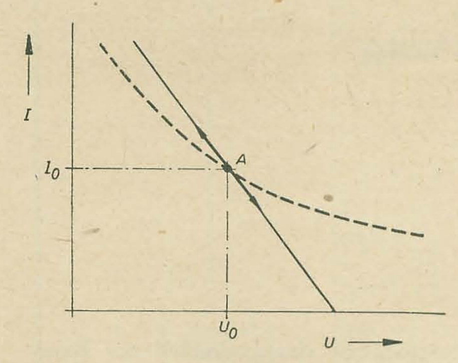


Bild 3: Arbeitswiderstand schneidet Verlusthyperbel

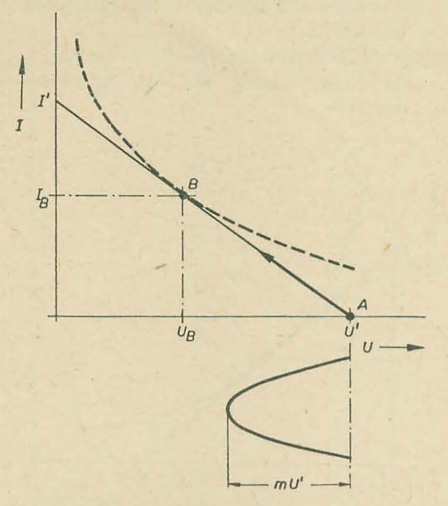


Bild 4: Arbeitswiderstand als Tangente der Verlusthyperbel beim B-Betrieb

nie garantieren kann, hat dieser Fall keine praktische Bedeutung, und der Arbeitspunkt darf eben höchstens auf der Verlusthyperbel liegen.

b) Der Arbeitswiderstand soll die Verlusthyperbel schneiden (Bild 3).
Auch hier muß immer

$$U_0 I_0 \leqq N$$

gelten. Eine wechselstrommäßige Aussteuerung in das Gebiet jenseits der Verlusthyperbel darf auf Grund der Mittelwertbildung erfolgen.
Die Aussteuerungsgrenzen liegen hier unsymmetrisch. Trotzdem kann diese Betriebsart manchmal kleinere Klirrfaktoren besonders bei mittleren Aussteuerungen bringen.

B — Betrieb

a) Der Arbeitswiderstand als Tangente an der max. Verlustleistungshyperbel (Bild 4).
In dieser Betriebsart ist die Aussteuerung nur in einer Richtung möglich. Daher müssen für eine unverzerrte Verstärkung zwei Verstärkerelemente im Gegentakt betrieben werden.
Für die Wechselstromleistung solcher Gegentaktstufe gilt:

$$N_{W_{max}} = \frac{I' \cdot U'}{2} = \frac{2\, I_B \cdot 2\, U_B}{2} = 2\, N. \qquad (5)$$

Mit den Gleichungen (4) und (5) ist dann:

$$N_{W_{max\ B\text{-}Betrieb}} = 4\, N_{W_{max\ A\text{-}Betrieb}}. \qquad (6)$$

Die in dieser Betriebsart entstehende maximale Verlustleistung tritt bei einer bestimmten Aussteuerung auf:

$$N_V(t) = (U' - U' \cdot m \cdot \sin \omega t) \cdot I' m \sin \omega t.$$

Für den Mittelwert der Verlustleistung ergibt sich:

$$N_{V_m} = \int_0^{2\pi} \frac{U' \cdot I' \cdot m \cdot \sin \omega t}{2\pi}\, d\omega t - \int_0^{2\pi} \frac{U' \cdot I' \cdot m^2 \sin^2 \omega t}{2\pi}\, d\omega t.$$

Dadurch, daß immer nur während einer Halbwelle gesteuert wird, erhält man:

$$N_{V_m} = \frac{U' \cdot I' \cdot m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin \omega t \cdot d\omega t - \frac{U' \cdot I' \cdot m^2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t.$$

Die Lösung der Integrale ergibt:

$$N_{V_m} = \frac{U' \cdot I' \cdot m}{\pi} - \frac{U' \cdot I' \cdot m^2}{4}. \qquad (7)$$

Eine Extremwertuntersuchung von Gleichung (7) ergibt, daß N_{V_m} ein Maximum wird, wenn

$$m = \frac{2}{\pi} \qquad (8)$$

ist. Gleichung (8) in Gleichung (7) eingesetzt, ergibt:

$$N_{V_{m_{max}}} = \frac{U' \cdot I'}{\pi^2}. \qquad (9)$$

Für den Fall Arbeitswiderstand als Tangente an Verlustleistungshyperbel mit der Verlustleistung N läßt sich leicht mit Gleichung (5) nachweisen, daß stets

$$U' \cdot I' = 4\, N$$

sein muß. Damit erhält man aus Gleichung (9):

$$N_{V_{m_{max}}} = \frac{4N}{\pi^2} \approx 0{,}4\, N. \qquad (10)$$

Die mögliche Verlustleistung wird also nicht erreicht.

b) Arbeitswiderstand schneidet die Verlustleistungshyperbel.
Wie die vorhergehende Rechnung zeigt, wird im Fall a) Leistung verschenkt. Man braucht, um an den erlaubten Wert heranzukommen, nach Gleichung (9) nur das Produkt $U' \cdot I'$ um diesen Faktor zu erhöhen. Damit wird aber nach Bild 4 der Arbeitswiderstand Sekante. Um den gleichen Faktor, wie sich $U' \cdot I'$ erhöht, wird auch die Wechselstromleistung größer. Es gilt also für diesen Betriebsfall:

$$N_{W_{max}} = \frac{\pi^2}{2} N \approx 5N \qquad (11)$$

und

$$N_{W_{max\ B\text{-}Betrieb}} \approx 10\, N_{W_{max\ A\text{-}Betrieb}}. \qquad (12)$$

Dieser Betriebsfall wird beim B-Gegentakt-Verstärker im allgemeinen ausgenutzt. Man erkennt, daß der eigentliche Vorteil des B-Betriebes erst dann richtig zur Geltung kommt, wenn die Aussteuerung des Kennlinienfeldes auch jenseits der Verlustleistungshyperbel erfolgt.
Gleichung (12) gilt für den kritischen Aussteuerungsfall $m = \frac{2}{\pi}$. Die Verhältnisse werden noch günstiger bei einem Verstärker, der nur mit m = 1 ausgesteuert wird. Ein solcher Fall wäre z. B. denkbar für einen Leistungsverstärker, der eine frequenzmodulierte HF-Schwingung verstärken soll. Mit m = 1 erhält man aus Gleichung (7):

$$N_{V_m} = \frac{0{,}86}{4\pi} U' \cdot I'.$$

Mit $U' \cdot I' = 2\, N_{W_{max}}$ ergibt sich:

$$N_{W_{max}} = 7{,}3\, N \qquad (13)$$

und

$$N_{W_{max\ B\text{-}Betrieb}} = 14{,}6\, N_{W_{max\ A\text{-}Betrieb}}. \qquad (14)$$

Die Aussteuerung darf in diesem Fall noch weiter ins Gebiet jenseits der Verlusthyperbel hineingehen. Man kann also unter besonderen Umständen aus einem Verstärkerelement kleiner Verlustleistung verhältnismäßig viel Wechselstromleistung herausholen. Z. B. könnte man mit zwei Transistoren mit 150 mW Verlustleistung bei dauernder Vollaussteuerung 1 W Wechselstromleistung erzeugen, ohne daß die Transistoren durch Erwärmung zerstört werden. Da der Arbeitspunkt beim Strom Null liegt, ist es nicht gefährlich, wenn die Aussteuerung verschwinden sollte.

Betriebsspannung ändert sich periodisch

Der Grundgedanke dieser Betriebsart (Betriebsspannung ist z. B. gleichgerichtet, jedoch nicht gesiebt) ist, daß die Versorgungsspannung nur so hoch zu sein braucht, um den durch die Eingangsgröße bestimmten Ausgangsstrom durch den Ausgangskreis zu ziehen. Schon aus dieser Bestimmung ergibt sich, daß die Anodenspannung bei der Röhre oder die Kollektorspannung beim Transistor den gleichen zeitlichen Verlauf haben muß, wie die Steuergröße. Für Verzerrungsfreiheit ist unbedingte Phasenreinheit erforderlich. Für beliebigen zeitlichen Verlauf der Eingangsgröße müßte die Betriebsspannung durch Hilfsverstärker auf gleiche Zeitfunktion gebracht werden. Das ist natürlich unwirtschaftlich und ohne Nutzen, da die vom eigentlichen Verstärker erzeugte Wechselstromleistung vom Hilfsverstärker aufgebracht werden müßte.
Günstiger wird es allerdings, wenn statt eines Frequenzgemisches eine einzige Frequenz verstärkt werden soll. Ein Beispiel dafür wäre z. B. ein Gleichstromverstärker bei dem die zeitunabhängige Eingangsgröße durch einen Zerhacker in eine Wechselgröße umgewandelt wird; der eigentliche Verstärker ist ein Wechselstromverstärker, dem ein Gleichrichter folgt. So erhält man am Ausgang wieder einen zeitunabhängigen aber verstärkten Wert. Wird der Zerhacker nun von der Netzfrequenz gesteuert, dann könnte auch der Wechselstromverstärker von gleichgerichteter aber ungesiebter Netzwechselspannung versorgt werden. Frequenzschwankungen würden keine Rolle spielen, da Zerhacker und Verstärker immer synchron arbeiten. Die Vorteile verschiedener Betriebsarten solcher Verstärker sollen die nachfolgenden Rechnungen zeigen.

A — Betrieb

a) Eingangsgröße soll um einen festen Wert (Vorspannung) schwanken, die Betriebsspannung soll sin-förmig verlaufen (Bilder 5a und 5b).

Diese Betriebsart kann nicht angewendet werden, da auch bei der Aussteuerung Null am Ausgang durch die schwankende Betriebsspannung eine Wechselgröße erzeugt wird. Somit wird die Ausgangsgröße nicht allein eine Funktion der Eingangsgröße.

b) Der Eingang soll in Abhängigkeit von der Steueramplitude vorgespannt werden, die Betriebsspannung soll sin-förmig verlaufen (Bilder 6a und 6b).

Die amplitudenabhängige Vorspannung kann man durch Spitzengleichrichtung der Steuergröße erhalten. Die Zeitkonstante der Gleichrichteranordnung muß dabei so bemessen sein, daß sie groß ist gegenüber der Frequenz der Eingangsgröße, klein aber gegenüber den zu erwartenden Zeiten für die Amplitudenänderungen. Das heißt aber, daß z. B. bei der Übertragung von Netzfrequenz die Einschwingvorgänge nicht kürzer als 200 ms werden dürften. Dadurch, daß die Vorspannung die Röhre sperrt, wenn die Aussteuerung verschwindet, wird das Ausgangssignal allein durch die Eingangsgröße bestimmt.

Nach Bild 7 erhält man für den zeitlichen Verlauf der Verlustleistung folgende Gleichung:

$$N_V(t) = \left[\frac{U'}{2} + \frac{U'}{2}\sin\omega t - \frac{m}{2}(U' + U' \cdot \sin\omega t)\right]$$
$$m\left(\frac{I'}{2} + \frac{I'}{2}\sin\omega t\right),$$

Die Zusammenfassung ergibt:

$$N_V(t) = \frac{(1-m)\,U' \cdot I' \cdot m}{4} \qquad (15)$$
$$\left(1 + 2\sin\omega t + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t\right).$$

Aus Gleichung (15) erkennt man sofort, daß die Verlustleistung in Abhängigkeit von m Null werden kann:

$$N_V(t) = 0;\ \text{für } m = 0 \text{ und } m = 1.$$

Im Gegensatz zu allen anderen übrigen Betriebsfällen wird hier zum ersten Mal erreicht, daß bei bestimmter Aussteuerung sämtliche aus dem Stromversorgungsteil gezogene Leistung restlos in gewünschte Wechselstromnutzleistung umgewandelt wird. Es treten in dieser Betriebsart also ähnliche Verhältnisse auf wie z. B. bei Röhren oder Transistoren, die als Schalter betrieben werden, d. h. theoretisch kann beliebig viel Wechselstromleistung erzeugt werden.

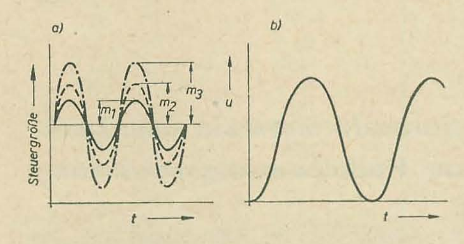


Bild 5: a) Eingangsgröße schwankt um einen festen Wert der Vorspannung, b) sin-förmiger Verlauf der Betriebsspannung

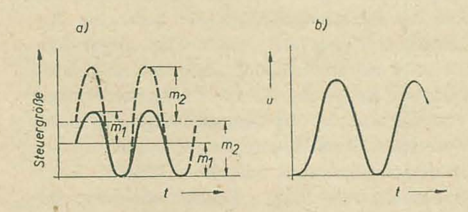


Bild 6: a) Vorspannung in Abhängigkeit von der Steueramplitude, b) sin-förmiger Verlauf der Betriebsspannung

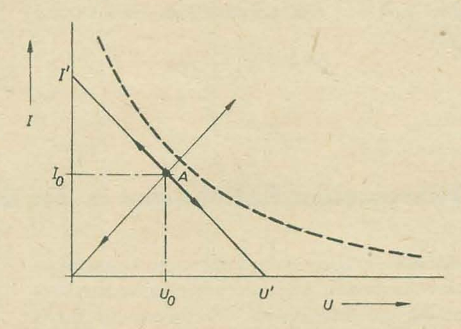


Bild 7 Verschiebung der Arbeitsgeraden im Kennlinienfeld bei schwankender Betriebsspannug

Durch Integrieren erhält man den Mittelwert der Verlustleistung:

$$N_{V_m} = \frac{(1-m)\,m \cdot U' \cdot I'}{4}\,2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{(1 + 2\sin\omega t + {}^1/_2 - {}^1/_2\cos 2\omega t)}{\pi}\, d\omega t.$$

Die Lösung ergibt:

$$N_{V_m} = \frac{(1-m)\,m \cdot U' \cdot I'}{2}\left(\frac{3}{4} + \frac{2}{\pi}\right). \qquad (16)$$

Die Verlustleistung durchläuft auch hier in Abhängigkeit von m ein Maximum. Eine Extremwertuntersuchung der Gleichung (16) zeigt einen Höchstwert bei:

$$m = \frac{1}{2}.$$

Dieser Wert in Gleichung (16) eingesetzt ergibt:

$$N_{V_{m_{max}}} = 0{,}174 \cdot U' \cdot I'.$$

Im vorliegenden Betriebsfall gilt wieder $\frac{U' \cdot I'}{4} = N_{W_{max}}$ und damit erhält man schließlich:

$$N_{W_{max}} = 1{,}42\,N, \qquad (17)$$

wobei $N = N_{V\,max}$ ist. Gegenüber dem Betriebsfall mit konstanter Betriebsspannung kann man hier etwa das Dreifache an Wechselstromleistung erzeugen. D. h. aber nichts anderes, als daß hier die Arbeitsgerade Sekante der max. Verlustleistungshyperbel wird.

B-Betrieb

Genau wie beim A-Betrieb mit einer konstanten Betriebsspannung muß für eine verzerrungsfreie Verstärkung eine Gegentaktschaltung vorgesehen werden. Der Vorteil dieser Betriebsart ist hierbei, daß keine amplitudenabhängige Vorspannung zu erzeugen ist und daß die Betriebsspannung nicht wie im Bild 6b aus einer Wechselspannung besteht, die einer Gleichspannung überlagert ist. Für den B-Betrieb braucht die Versorgungsspannung nur aus sin-Halbwellen zu bestehen, die einfach durch Doppelweggleichrichtung gewonnen werden können (Bild 8).

Die rechnerische Erfassung der Vorgänge ergibt folgendes:

$$N_V(t) = (U' \cdot \sin\omega t - m \cdot U' \cdot \sin\omega t)$$
$$m \cdot I' \cdot \sin\omega t$$

oder zusammengefaßt

$$N_V(t) = \frac{(1-m)\,m \cdot U' \cdot I'}{2}(1 - \cos 2\omega t). \qquad (18)$$

Auch hierin zeigt sich das Besondere der Betriebsart mit sich ändernder Versorgungsspannung:

$$N_V(t) = 0;\ \text{für } m = 0 \text{ und } m = 1.$$

Durch Integrieren ergibt sich der Mittelwert:

$$N_{V_m} = \frac{(1-m)\,m \cdot U' \cdot I'}{4}. \qquad (19)$$

Auch hierbei liegt der Maximalwert der Verlustleistung bei:

$$m = \frac{1}{2}.$$

Damit ist:

$$N_{V_{m_{max}}} = \frac{1}{16}\,U' \cdot I'.$$

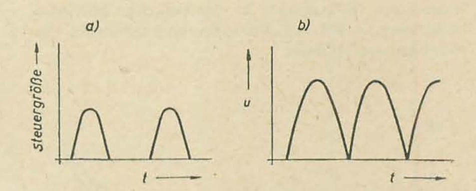


Bild 8: a) Steuergröße eines Verstärkerelementes bei Gegentaktschaltung, b) Betriebsspannung: bestehend aus sin-Halbwellen

Hierfür gilt wieder:

$$\frac{U' \cdot I'}{2} = N_{W_{max}}$$

oder

$$N_{W_{max}} = 8\,N_{V_{m_{max}}} = 8\,N. \qquad (20)$$

Man kann hier also das 16-fache der Wechselstromleistung einer gewöhnlichen Stufe im A-Betrieb herausholen.

Die Arbeitsgerade darf weit in das Gebiet jenseits der Verlustleistungshyperbel hineinragen.

A-Betrieb mit gleitendem Arbeitspunkt

Es handelt sich um eine Stufe, die mit konstanter Betriebsspannung gefahren wird. Aber ähnlich wie bei der vorhererwähnten Spitzengleichrichtung, wobei eine amplitudenabhängige Vorspannung entsteht, wird der Arbeitspunkt in Abhängigkeit von der Aussteuerung verschoben. Das geschieht hier ebenfalls durch Spitzengleichrichtung. Dieses Prinzip wird gern in Endstufen für Batterieempfänger angewendet, wenn ein besserer Wirkungsgrad als im gewöhnlichen A-Betrieb erzielt werden soll. Wie beim B-Betrieb will man auch hier erreichen, daß der Stromverbrauch abhängig wird vom Aussteuerungs-

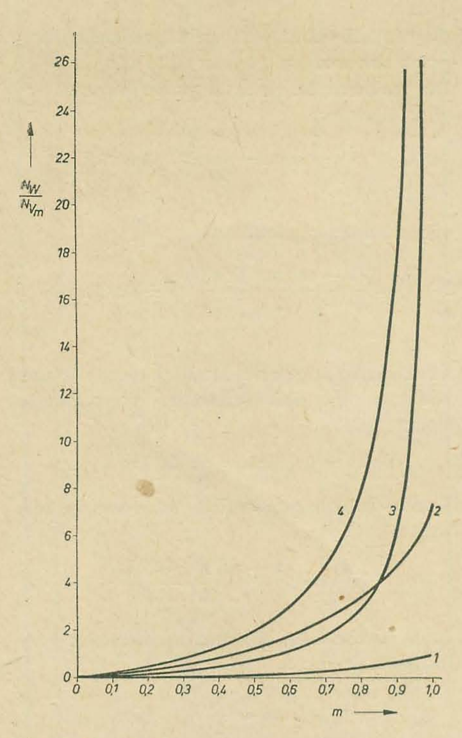


Bild 9: Verhältnis der erzielten Wechselstromleistung zur Verlustleistung in Abhängigkeit von der Ansteuerung m; Kurven 1: Betriebsspannung konstant, A-Betrieb, Arbeitswiderstand als Tangente an der Verlusthyperbel; 2: Betriebsspannung konstant, B-Betrieb, Arbeitswiderstand schneidet die Verlusthyperbel; 4: periodische Betriebsspannung, B-Betrieb; 3: periodische Betriebsspannung, A-Betrieb, Vorspannung abhängig von der Steueramplitude

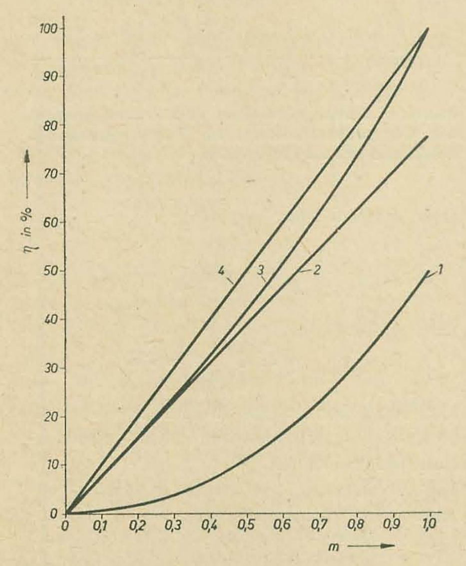


Bild 10: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Aussteuerung m, Parameter: siehe Bedeutung der Kurven im Bild 9

grad m. Man erzielt auf diese Weise unabhängig von der Aussteuerung immer einen Wirkungsgrad 50%.

Zusammenfassung

Abschließend ist im Bild 9 das Verhältnis von erzielter Wechselstromleistung zur Verlustleistung in Abhängigkeit von der Aussteuerung m für die verschiedenen Betriebsarten grafisch dargestellt. Dabei wurde die gesamte unverzerrte Wechselstromleistung immer nur auf die Verlustleistung eines Transistors bezogen. Man erkennt sehr deutlich die Vorteile der Gegentakt-B-Schaltung und des Betriebes mit sich ändernder Betriebsspannung.

Im Bild 10 sind die verschiedenen Wirkungsgrade η aufgetragen. Der Wirkungsgrad ergibt sich aus den aufgestellten Gleichungen mit

$$W = N_{V_m} + N_W$$

zu

$$\eta = \frac{N_W}{W} = \frac{N_W}{N_{V_m} + N_W} = \frac{1}{\frac{N_{V_m}}{N_W} + 1}.$$

Auch in dieser Darstellung zeigt sich die Überlegenheit aller anderen Betriebsarten gegenüber dem gewöhnlichen A-Betrieb mit konstanter Betriebsspannung.

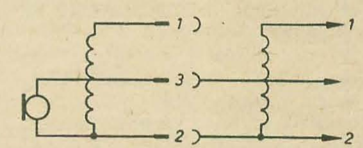
Mikrowellen-Reflektoren in der äußersten Atmosphäre

Um Mikrowellen in der äußersten Atmosphäre zu reflektieren, zeigt ein amerikanischer Vorschlag die Möglichkeit, hierfür einen Gürtel aus dünnen, fein verteilten Metallnadeln mit Hilfe eines Satelliten zu schaffen. Für Frequenzen um 8 GHz z. B. sollen die Metallnadeln eine Länge von 1,25 cm besitzen und wesentlich dünner als ein menschliches Haar sein. Die benötigten Nadeln sollen durch einen Behälter, der in eine Umlaufbahn gebracht wird, nacheinander ausgestoßen werden. Der Abstand könnte im Mittel relativ groß sein und ungefähr bei 300 m liegen. Dieses System soll sich für Telefon-, Fernschreib- und Fernsehverbindungen eignen. Dieser Gürtel weist allerdings auch noch einen Nachteil auf. Von den Radioastronomen wurde darauf hingewiesen, daß ein derartiger Gürtel Schwierigkeiten für die Radioastronomie mit sich bringt. *electronics, September 1960*

Wie verlängert man Mikrofonkabel?

Aus Anfragen geht hervor, daß viele Besitzer von Tonbandgeräten nicht über die einfache Verlängerungsmöglichkeit ihres Mikrofonanschlußkabels unterrichtet sind.

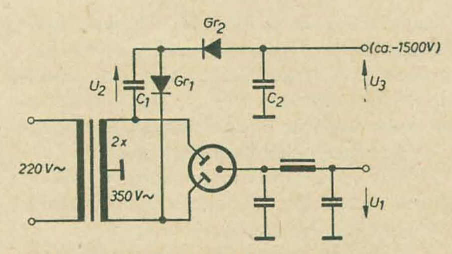
Bekanntlich hat die Schwingspule des Mikrofons eine Impedanz von 200 Ω, so daß sie nicht direkt an den Eingang eines Röhrenverstärkers gelegt werden kann. Vielmehr befindet sich im Innern des Mikrofongehäuses ein Übertrager, der im allgemeinen ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 15 aufweist. Die hochtransformierte Spannung mit einer Quell-Impedanz von etwa 40 kΩ liegt nun an den Punkten 1 und 2 des Normsteckers nach DIN 41 524. Würde man diese hochohmige Herausführung selbst mit einem kapazitätsarmen Kabel verlängern, so wäre mit einem empfindlichen Höhenabfall schon nach wenigen Metern Leitungslänge zu rechnen. Darum gebraucht man einen Kunstgriff: Die Schwingspule selbst wird an den freien Punkt 3 des Normsteckers gelegt. Für die Verlängerung wird diese niederohmige Herausführung benutzt, wobei natürlich dafür gesorgt werden muß, daß am Ende der Verlängerungsleitung



ein geeigneter Übertrager 1 : 15 vorhanden ist, der die Funktion des im Mikrofon umgangenen Übertragers ausübt. Der Übertrager muß abgeschirmt und weitgehend unempfindlich gegen Brummeinstreuungen sein. *TPd*

Gleichzeitige Ausnutzung eines Netztransformators in einer Zweiweg-Gleichrichterschaltung und zur Hochspannungsgewinnung

Die erforderliche Hochspannung zum Betrieb einer Oszillografenröhre bedingt normalerweise die Verwendung eines speziellen Netztransformators. Um mit einem üblichen, für die Gewinnung der Betriebsspannung der übrigen Röhren ohnehin erforderlichen Transformator auszukommen, sei die nebenstehende Schaltung vorgeschlagen. Wirkungsweise: Die Kapazität C_1 wird über den Gleichrichter Gr_1 auf die Spitzenspannung der gesamten Sekundärwicklung aufgeladen (im gegebenen Beispiel auf etwa 1000 V). Die sich an C_2 ausbildende Spannung U_3 entspricht der Summe von U_2 und der Spitzenspannung der einen Teil-Sekundärwicklung. Die Spannung U_3 beträgt im gegebenen Fall etwa 1500 V. Diese Spannung reicht zum Betrieb kleinerer Oszillografenröhren, z. B. der B 7 S1, ohne weiteres aus.



Schaltung zur gleichzeitigen Ausnutzung des Netztransformators

Ch. Moeller

Ing. MANFRED PULVERS

Leistungsverstärker

Bei Leistungsverstärkern kommt es darauf an, das vorverstärkte Signal in ein Signal hoher Leistung umzuwandeln. Diese Art Verstärker werden in der Regel am Ausgang eines mehrstufigen Verstärkers als Endverstärker geschaltet und wirken unmittelbar auf den Verbraucher (z. B. Lautsprecher in dem die elektrische Energie in akustische Energie umgewandelt wird). Transistoren in Leistungsverstärkerstufen arbeiten an der Grenze der zulässigen Verlustleistung und werden im allgemeinen mit großen Signalen ausgesteuert. Im Gegensatz zum Kleinsignalbetrieb kann man wegen des nichtlinearen Verlaufs der Transistorkennlinie nicht mehr mit den Vierpolparametern arbeiten, da diese nur für einen kleinen Aussteuerbereich anwendbar sind. In diesem Fall geht man bei der Dimensionierung der Schaltung von den statischen Kennlinien des Transistors aus. Der nichtlineare Verlauf dieser Kennlinien hat bei der Aussteuerung des Transistors mit großen Signalen zur Folge, daß das Ausgangssignal in seiner Kurvenform nicht der des Eingangssignals entspricht. Ausgangsstrom und Ausgangsspannung sind stark verzerrt. Die Größe der Verzerrung wird durch den Klirrfaktor angegeben.
Bei Leistungsverstärkern stehen demnach zwei Bedingungen im Vordergrund:

1. größtmögliche Ausgangswechselleistung und
2. kleinstmöglicher Klirrfaktor.

Außerdem sind von Bedeutung der Leistungsverbrauch, Wirkungsgrad, Leistungsverstärkung, thermische Stabilität und der Frequenzgang. In diesem Zusammenhang interessiert noch die Belastbarkeit von Leistungstransistoren, die stark von der Umgebungstemperatur T_a und von den Abkühlungsverhältnissen abhängig ist. Die in einem Transistor fließenden Ströme haben auf Grund der inneren Widerstände Leistungsverluste zur Folge, die eine Erwärmung des Kristalls mit sich führen. Diese Verluste setzen sich zusammen aus der Kollektor- und der Basisverlustleistung

$$P = P_C + P_B. \qquad (74)$$

Da P_B klein gegenüber P_C ist, kann die Basisverlustleistung P_B meist vernachlässigt werden. Über das Transistorgehäuse findet eine Abstrahlung der Wärme an die Umgebung statt. Die Kristalltemperatur T_j steigt nun so lange, bis ein Wärmegleichgewicht zwischen zugeführter und abgegebener Wärmeenergie besteht. Ein einwandfreier Betrieb ist jedoch nur dann möglich, solange die maximal zulässige Kristalltemperatur $T_{j\,max}$ nicht überschritten wird. Aus der Konstruktion des Transistors und den äußeren Verhältnissen ergibt sich ein Widerstand, der sich dem Wärmestrom entgegensetzt. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung ist nun um so größer, je kleiner dieser Wärmewiderstand k bzw. je größer das Temperaturgefälle ($T_j - T_a$) ist. Für die maximal zulässige Kristalltemperatur ergibt sich die Kollektorverlustleistung zu:

$$P_C = \frac{T_j - T_a}{k}.$$

Darin bedeuten:

T_j die maximal zulässige Kristalltemperatur in °C,
T_a die Umgebungstemperatur in °C und
k den Wärmewiderstand in °C/W.

Um eine möglichst gute Wärmeabstrahlung zur Umgebung zu erreichen werden Transistoren größerer Leistung mit einer zusätzlichen Kühlfläche versehen, auf die der Transistor montiert wird. In diesem Fall setzt sich der Wärmewiderstand k aus einem inneren und einem äußeren Wärmewiderstand zusammen, also

$$k = k_1 + k_2. \qquad (76)$$

Vom Hersteller wird meist der Wärmewiderstand bzw. die für die angegebene maximale Verlustleistung nötige Kühlfläche angegeben.

Im folgenden sollen die gebräuchlichsten Schaltungen für den A- und B-Betrieb behandelt werden.

A-Verstärker

Diese Betriebsart ist dadurch gekennzeichnet, daß die Lage des Arbeitspunktes eine symmetrische Aussteuerung gewährleistet. Der Transistor arbeitet während einer ganzen Periode der Eingangswechselspannung. Nach Bild 93 liegt der Arbeitspunkt A in Hinsicht einer möglichst großen Ausgangswechselleistung $\mathfrak{P}_C$ auf der Verlusthyperbel, die in den verschiedenen Punkten die maximal zulässige Kollektorverlustleistung P_c angibt. Ein derartiger Verstärker kann nach Bild 94 durch einen einzigen Transistor realisiert werden. Die dargestellte Verstärkerstufe speist beispielsweise einen Lautsprecher, dessen Widerstand R_A mittels eines Ausgangsübertragers in den Kollektorkreis transformiert wird und als

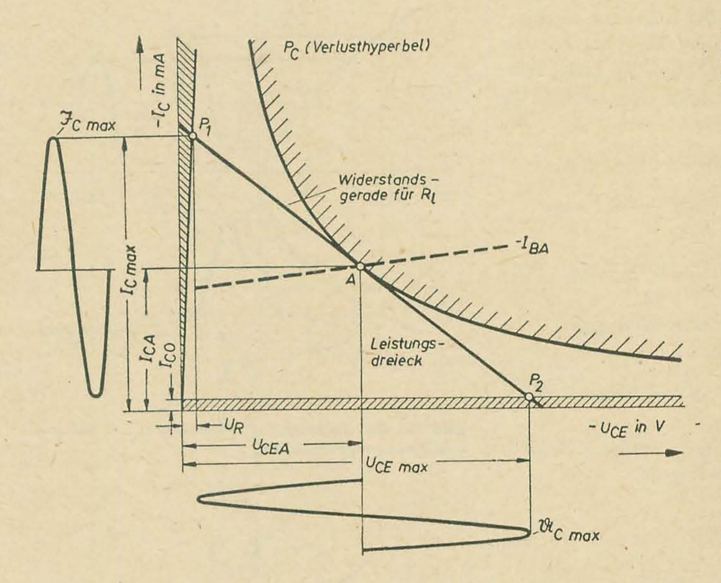
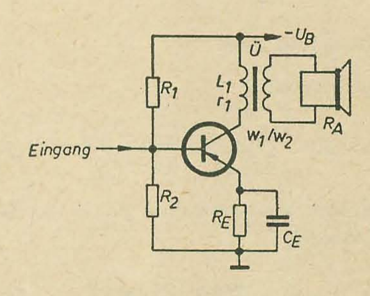


Bild 93: Ausgangskennlinienfeld zur Erklärung des A-Betriebes

Bild 94: Transistor-Leistungsverstärker, A-Betrieb ▼



wirksamer Lastwiderstand R_l erscheint. Zur Stabilisierung des thermischen Verhaltens ist im Emitterkreis ein Widerstand R_E eingezeichnet. Der parallel geschaltete Kondensator C_E verhindert eine Gegenkopplung durch R_E und R_1/R_2 sorgen für die Einstellung des gewählten Arbeitspunktes. Ausgehend vom Arbeitspunkt A (Bild 93), der gekennzeichnet ist durch den Ruhestrom I_{CA} und die Kollektor-Emitter-Ruhespannung U_{CEA}, erfolgt die Aussteuerung entlang der Widerstandsgeraden für R_l. Diese Aussteuerung wird begrenzt durch die beiden Punkte P_1 und P_2, wobei P_1 gegeben ist durch die für den Betrieb notwendige Mindestspannung (Restspannung U_R) und P_2 durch den Kollektorreststrom I_{CO}. Eine eingangsseitige Aussteuerung über beide Punkte hinaus würde keine wesentliche Veränderung des Kollektorstromes herbeiführen. Die Spitzen des Eingangssignals werden weggeschnitten. Die gestrichelt gekennzeichneten Gebiete können demnach für die Aussteuerung nicht herangezogen werden. Bei der Wahl des wirksamen Lastwiderstandes muß ferner sichergestellt sein, daß die zulässigen Transistorgrenzdaten für Strom und Spannung nicht überschritten werden.

Bei der Dimensionierung einer derartigen Schaltung geht man in der Regel von einer gegebenen Batteriespannung U_B aus. Da die ohmschen Widerstände r_1 und R_E meist relativ klein sind, kann man angenähert $U_B \approx U_{CEA}$ setzen.

Somit ergeben sich folgende Beziehungen:

Amplitude der Kollektorspannung $\mathfrak{U}_{C\,max}$

$$\mathfrak{U}_{C\,max} = \frac{U_{CE\,max} - U_R}{2} = U_{CEA} - U_R, \quad (77)$$

Amplitude des Kollektorstroms $\mathfrak{J}_{C\,max}$

$$\mathfrak{J}_{C\,max} = \frac{I_{C\,max} - I_{CO}}{2} = I_{CA} - I_{CO}, \quad (78)$$

wenn volle Aussteuerung vorausgesetzt wird, sodaß für den Modulationsgrad

$$m = \frac{\mathfrak{J}_{C\,max}}{\frac{1}{2}(I_{C\,max} - I_{CO})} = 1 \quad (79)$$

gesetzt werden kann.

Lastwiderstand R_l

$$R_l = \frac{\mathfrak{U}_{C\,max}}{\mathfrak{J}_{C\,max}} = \frac{U_{CEA} - U_R}{I_{CA} - I_{CO}}. \quad (80)$$

Abgegebene Wechselleistung (Inhalt des Leistungsdreiecks)

$$\mathfrak{P}_C = \frac{\mathfrak{U}_{C\,max} \cdot \mathfrak{J}_{C\,max}}{2} \quad (81)$$

$$= \frac{(U_{CEA} - U_R)(I_{CA} - I_{CO})}{2}.$$

Kollektorverlustleistung P_C

$$P_C = I_{CA} \cdot U_{CEA}. \quad (82)$$

Der Wirkungsgrad η der Stufe ergibt sich aus der abgegebenen Wechselleistung und der zugeführten Gleichstromleistung. Da letztere gleich der Kollektorverlustleistung gesetzt werden kann, ergibt sich:

$$\eta = \frac{\mathfrak{P}_C}{P_C} = \frac{1}{2} \frac{(U_{CEA} - U_R)(I_{CA} - I_{CO})}{U_{CEA} \cdot I_{CA}}. \quad (83)$$

Da meist $I_{CA} \gg I_{CO}$ und $U_B \approx U_{CEA}$, ergibt sich:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_B - U_R}{U_B}. \quad (84)$$

Bei einem großen Verhältnis von Batterie- zu Restspannung ergibt sich ein Wirkungsgrad von etwa 45%.

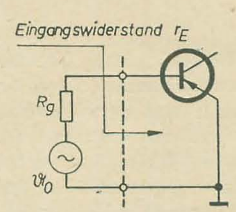


Bild 95: Darstellung zur Erklärung der Strom- und Spannungssteuerung

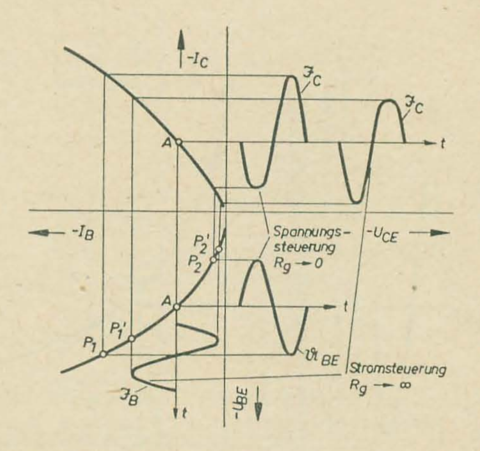


Bild 96: Darstellung der Verzerrung bei Strom- und Spannungssteuerung

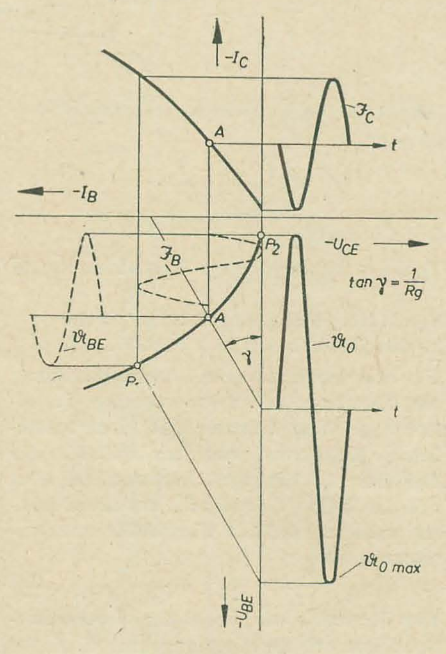


Bild 97: Darstellung zur Ermittlung des Generatorwiderstandes bei verzerrungsfreier Übertragung

Neben diesen Leistungsverhältnissen interessiert die eingangs gestellte Forderung einer möglichst geringen Verzerrung des Ausgangssignals. Verantwortlich hierfür ist hauptsächlich der nichtlineare Verlauf der Eingangskennlinie. Der Eingangswiderstand ist bei der Aussteuerung mit großen Signalen im Gegensatz zum Kleinsignalbetrieb nicht mehr konstant. Im Bild 95 ist der Eingangskreis eines Transistors stark vereinfacht dargestellt. Die Steuerquelle wirkt auf den Eingangskreis, der aus Generatorwiderstand R_g und dem nichtlinearen Eingangswiderstand des Transistors besteht, ein. Nimmt man $\mathfrak{U}_0$ als sinusförmig an; so liegt diese für den Fall $R_g = 0$ direkt am Transistoreingang. Wegen der sinusförmig verlaufenden Eingangsspannung, siehe hierzu Bild 96, liegt eine „Spannungssteuerung" vor. Auf der Eingangskennlinie wird zwischen den Punkten P_1 und P_2 ausgesteuert. Entsprechend der Lage des Arbeitspunktes A und dem Grad der Aussteuerung ist der Eingangsstrom mehr oder weniger stark verzerrt. Aus der dynamischen Kennlinie im zweiten Quadranten, die den Zusammenhang zwischen $-I_C$ und $-I_B$ angibt, folgt der zeitliche Verlauf des Kollektorstroms.

Nimmt man hingegen an, daß R_g sehr viel größer ist als der Eingangswiderstand des Transistors, so wird der im Eingangskreis fließende Strom durch den linearen Widerstand R_g bestimmt. Wegen des sinusförmig verlaufenden Basisstroms liegt eine „Stromsteuerung" vor. Nach Bild 96 läßt sich für diesen Fall ebenfalls der zeitliche Verlauf des Kollektorstroms konstruieren. Bei der Spannungs- sowie auch bei der Stromsteuerung ist der Kollektorstrom stark verzerrt. Es ist festzustellen, daß die Verzerrung in beiden Fällen entgegengesetzte Tendenz aufweist, was auf die Kennlinienkrümmung im zweiten Quadranten zurückzuführen ist. Demnach muß es einen endlichen Widerstand R_g geben, der zwischen den beiden Extremwerten $R_g = 0$ und $R_g = \infty$ liegt, bei dem eine Kompensation der Verzerrung durch die Kennlinie im zweiten Quadranten eintritt. Im Bild 97 ist ein grafisches Verfahren für die Ermittlung von R_g angegeben, bei dem eine nahezu verzerrungsfreie Übertragung in den Ausgangskreis stattfindet. Geht man vom gewählten Arbeitspunkt A und vom sinusförmig verlaufenden Kollektorstrom $\mathfrak{J}_C$ aus, so ergibt sich der zeitliche Verlauf des Basisstroms $\mathfrak{J}_B$. Die Eingangskennlinie wird zwischen den beiden Punkten P_1 und P_2 ausgesteuert, woraus sich der zeitliche Verlauf der Basis-Emitterspannung $\mathfrak{U}_{BE}$ ergibt. Der im Eingangskreis fließende Wechselstrom verursacht an R_g einen Spannungsabfall, der zusammen mit $\mathfrak{U}_{BE}$ die erforderliche Generatorspannung $\mathfrak{U}_0$ ergibt. Die Steigung der Widerstandsgeraden, die durch den Arbeitspunkt A geht, gibt die Größe des erforderlichen Generatorwiderstandes

$$R_g = \frac{1}{\tan\gamma}$$

an, bei welchem die beiden Amplitudenwerte von $\mathfrak{U}_0$ gleich groß sind. Auf diese Art findet man einen günstigen Wert für R_g, bei welchem die Verzerrung ein Minimum annimmt.

Wird fortgesetzt

Einige Hinweise zu Abschirmproblemen

GÜNTER BOROWSKI

Die immer kleiner werdenden Abmessungen moderner Sende-Empfangs- und Meßgeräte erfordern eine sorgfältige Abschirmung, um unerwünschte Beeinflussungen zwischen den einzelnen Bauelementen zu vermeiden. Den am Selbstbau von Geräten interessierten Amateuren soll der folgende Beitrag praktische Hinweise zu Abschirmproblemen vermitteln.

Hochfrequenzverstärker beliebiger Konstruktion müssen, wenn hohe Verstärkungsgrade stabil verwirklicht werden sollen, sorgfältig abgeschirmt sein. Damit wird eine Selbsterregung, infolge unerwünschter Rückkopplung, vermieden. Vielfach werden die verschiedenen Verstärkerstufen in geschlossenen „Blechkästen" eingebaut. Es ist jedoch u. U. eine Vereinfachung im Aufbau und eine Raumersparnis dadurch zu erzielen, daß Kondensatoren und Spulen einzeln gekapselt werden. Das Einwirken von Streufeldern auf Röhrensysteme wird durch Verwenden von Spezialfassungen mit Abschirmzylindern verhindert. Hierbei muß jedoch ein gutes Ableiten der Wärme sichergestellt sein.
Das Feld stromdurchflossener Spulen ist magnetischer Natur. Es hat seinen Ursprung in der bewegten Elektrizität, dem fließenden Strom. Das Kennlinienfeld einer Spule hat sehr große Ähnlichkeit mit dem eines Stabmagneten wie es Bild 1 zeigt.

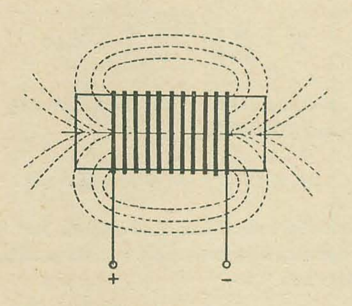


Bild 1: Magnetfeld einer Spule

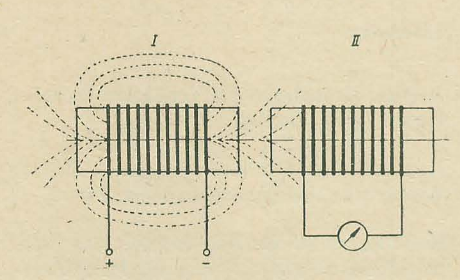


Bild 2: Schematische Darstellung des Induktionseffektes

In Oszillator- und HF-Verstärkerschaltungen sind nun nicht die magnetischen Felder unbedingt mit Kondensator und Spule verknüpft, sondern sie bilden sich auch um Hochfrequenztransformatoren, Röhrenelektroden und Zuleitungen aus. Bei letzteren speziell dann, wenn sie von Hochfrequenzströmen durchflossen werden. Bei der gewöhnlichen Zylinderspule ist die Streuung, wie aus Bild 1 ersichtlich, an den Enden größer als parallel zu den Seitenflächen. Treffen die Kraftlinien auf eine zweite Spule, deren Enden mit einem HF-Spannungsmeßgerät verbunden sind, so rufen sie hier einen meßbaren Stromstoß hervor. Im Bild 2 ist der bekannte Induktionseffekt dargestellt.

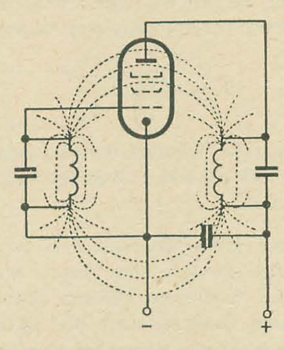


Bild 3: Rückkopplung durch Magnetfeld

Alle Stromschwankungen im Primärkreis I werden durch das HF-Spannungsmeßgerät im Sekundärkreis II genau angezeigt. Zwischen beiden Kreisen herrscht folglich eine Kopplung und zwar in diesem Falle eine magnetische Kopplung. Sie ist am größten, wenn die Spulen dicht beieinander und axial zueinander stehen.
Diese Art der Kopplung ist gebräuchlich. wenn eine niederohmige Auskopplung der HF-Energie zur Steuerung anderer Stufen notwendig ist. Sonst ist sie jedoch höchst unerwünscht.
Wenn zwischen Gitter- und Anodenkreis einer Röhre durch die entsprechenden Spulen eine Kopplung besteht, wird zunächst die Eingangsenergie im Gitterkreis durch den Rückkopplungseffekt verstärkt (Bild 3). Diese Energieübertragung steigert sich in einem kurzen Zeitraum derartig, daß durch die verstärkte Gitterenergie sämtliche Kreisverluste nicht nur gedeckt werden, sondern ein Teil der Schwingungsenergie frei ausgestrahlt wird. Die Röhre schwingt unkontrollierbar, die ganze Anordnung wird unstabil.
Um eine Kopplung zu beseitigen, kann man die Schwingkreise oder Leitungen voneinander entfernen. Das ist jedoch meist unbequem und umständlich, weil dadurch die Abmessungen der Geräte zu groß werden. Deshalb ist es weitaus günstiger, eine Abschirmung anzuwenden. Bei niedrigen Frequenzen verwendet man zur Beseitigung der Kopplung Abschirmwände aus Eisenblech. Es wird hierbei die Eigenschaft des Eisens benutzt, magnetische Kraftlinien in sich „hineinzuziehen". Infolge des geringen magnetischen Widerstandes liegen die Kraftlinien in den Abschirmwänden und gehen nicht über ihre Grenzen hinaus. Hochwertige Abschirmungen z. B. für Mikrofoneingangsübertrager oder Tonbandköpfe werden aus mehreren Lagen Dynamoblech oder aus Miniperm (Mu-Metall) hergestellt. Für hohe Frequenzen muß das Material für die Abschirmung eine gute Leitfähigkeit besitzen. Als Material kommt entweder Kupfer oder Aluminium in Betracht. Eisen und alle anderen magnetisierbaren Stoffe sind nicht verwendbar, da sie durch ihre Eigenschaft, selbst magnetisch zu werden, das Kraftfeld der Spule außerordentlich schwächen. Bild 4 zeigt die spezifischen Widerstände verschiedener Metalle.

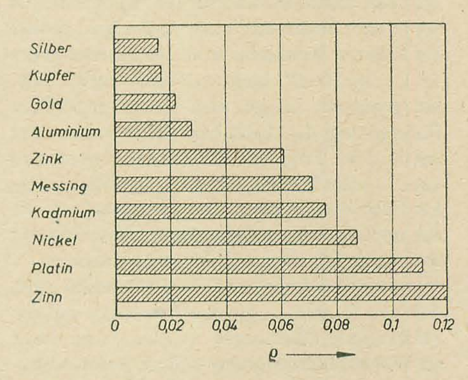


Bild 4: Spezifischer Widerstand ϱ von verschiedenen Metallen

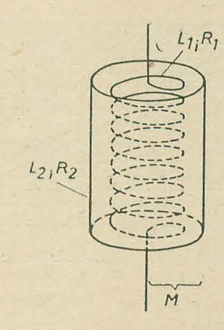


Bild 5: Abschirmung einer Spule mit geschlossenem Blechmantel ohne Deckel und Boden

Das Abschirmproblem erscheint in einer relativ einfachen Form, in dem speziellen Fall, daß eine Zylinderspule mit einem Blechmantel abgeschirmt wird. Die Wirkung dieses Blechmantels wird am deutlichsten erkennbar, wenn dieser zunächst als ein an seinen Stirnseiten offener Metallzylinder angenommen wird, der nach Bild 5 die Spule in einigem Abstand umgibt. Der Metallmantel wirkt dann als Transformator mit sekundär kurzgeschlossenen Wicklungen. Der energieverbrauchende Widerstand R′ des Transformators und die resultierende Induktivität L′ der abgeschirmten Spule sind dann:

$$R' = R_1 + R_2 \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}, \qquad (1)$$

$$L' = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}. \qquad (2)$$

Hierbei sind nach Bild 5 $L_1 + L_2$ die Induktivitäten, $R_1 + R_2$ die ohmschen Widerstände

der primären und sekundären Wicklungen und M die Gegeninduktivität.
Aus beiden Gleichungen ergibt sich, daß der ohmsche Widerstand der abgeschirmten Spule erhöht, die Selbstinduktion dagegen verringert wird. Um die zusätzliche Widerstandserhöhung infolge der ohmschen Verluste im Abschirmzylinder möglichst klein zu halten, muß zunächst der Widerstand R_2 desselben verringert werden. Als Material ist daher zweckmäßig Kupfer oder Aluminium zu wählen und der Querschnitt der Abschirmung muß genügend groß sein. Bei näherer Betrachtung ergibt sich aber die überraschende Tatsache, daß es zwecklos ist, über bestimmte Blechstärken hinaus zu gehen. Die erforderliche Blechstärke ist abhängig von der Frequenz des abzuschirmenden Feldes. Dies ist darin begründet, daß infolge des Skineffektes die Wirbelströme nur auf der Innenseite des Abschirmzylinders verlaufen und für jede Frequenz nur bis in eine bestimmte Tiefe eindringen, so daß die äußeren Metallschichten bei hinreichender Dicke „stromlos" bleiben. Damit ergibt sich, für gegebene Länge und einem gegebenen Durchmesser des Abschirmzylinders, bei einer bestimmten Frequenz ein Mindestwert des zu erreichenden Widerstandes R_2, der nicht unterschritten werden kann. Die Blechstärke ϑ, die zur praktischen vollständigen Abschirmung notwendig ist, ist dem Bild 6 zu entnehmen.
Aus den Gleichungen (1) und (2) ergibt sich, daß von R_2 und L_2 gleiche Bruchteile auf die Primärspule übertragen werden, und zwar als Widerstandserhöhung und als Selbstinduktionsverminderung. Maßgebend ist im wesentlichen das Quadrat der gegenseitigen Induktion M zwischen Spule und Abschirmzylinder. Für möglichst geringe Dämpfung wird man daher M recht klein halten, d. h. den Durchmesser der Abschirmung groß gegen den Spulendurchmesser machen. Praktisch macht man den Zylinderdurchmesser etwa gleich dem 1,7- ··· 2-fachen Spulendurchmesser. Werden mehrere Spulen parallel nebeneinander gesetzt, so findet bei beiderseits offenem Abschirmzylinder eine gegenseitige Einwirkung nicht mehr statt. Die magnetischen Feldlinien biegen aus dem Inneren der Spule in kurzen Bögen in den Zwischenraum zwischen Spule und Abschirmzylinder ein, wie es im Bild 7 gestrichelt angedeutet ist.

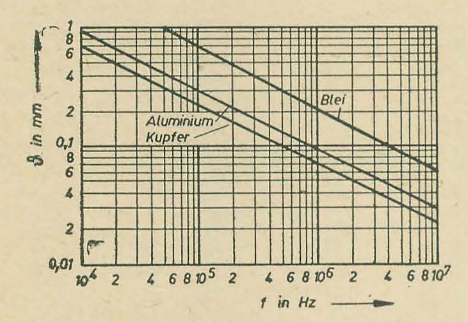


Bild 6: Wirksame Schichtdicke verschiedener Metalle in Abhängigkeit der Frequenz

Günstiger ist es natürlich, den Abschirmzylinder mit Boden und Deckel zu versehen (Bild 8). Es muß hierbei darauf geachtet werden, daß Boden und Deckel einen genügend großen Abstand von den letzten Spulenwindungen haben, damit der Querschnitt des Spulenflusses zwischen Spulenende und Zylinderboden nicht gegenüber dem übrigen Weg verringert wird, und daß nicht weitere Wirbelstromverluste hervorgerufen werden.
Der Abstand der letzten Spulenwindungen von Boden und Deckel berechnet sich nach Gleichung (3) wie folgt:

$$a = \frac{d_2 - d_1}{2}. \qquad (3)$$

Wenn eine Metallplatte in das elektromagnetische Feld einer Spule gebracht wird, zeigt es sich, daß die Selbstinduktion der Spule verringert wird. Die Abnahme der Selbstinduktion L_A ist abhängig von der Kopplung K zwischen Spule und Abschirmung. Sie kann aus der Gleichung (4) errechnet werden.

$$L_A = L\,(1 - K^2). \qquad (4)$$

Die prozentuale Abnahme der Induktivität bei verschiedenen Kopplungsfaktoren ist im Bild 9 dargestellt. Zur näheren Berechnung des Kopplungsfaktors kann die von Rioti angegebene Gleichung (5) verwendet werden. Die Gleichung hat ihre Gültigkeit, wenn die Spule symmetrisch zur Zylinderabschirmung liegt.

$$K = \frac{d}{D}\sqrt{\frac{R - r}{h}}. \qquad (5)$$

Der praktische Gebrauch der Gleichungen (4) und (5) soll an einem Beispiel veranschaulicht werden:

Die Schwingkreisspule eines Steuersenders hat eine Selbstinduktion ohne Abschirmung von $L = 20\,\mu H$ und einen äußeren Durchmesser $d = 40$ mm. Diese soll nach Bild 10 mit einer Zylinderabschirmung versehen werden.

Die Daten sind: $D = 60$ mm, $h = 90$ mm, $r = 20$ mm, $R = 70$ mm.

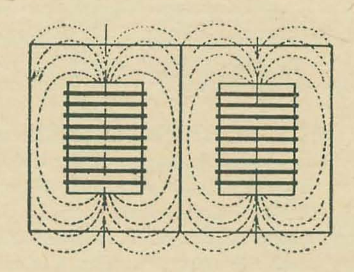


Bild 7: Abschirmung von zwei benachbarten Spulen mit offenen Metallzylindern

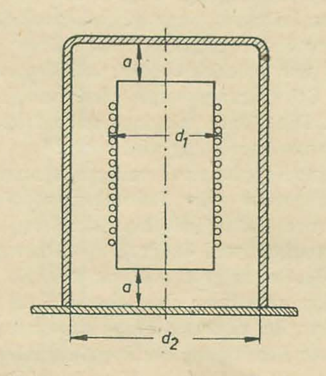


Bild 8: Vollkommen abgeschirmte Spule

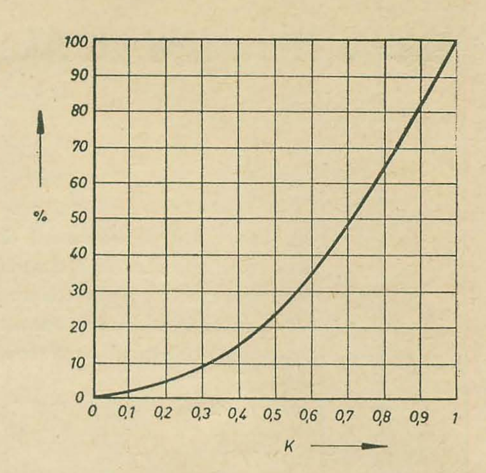


Bild 9: Prozentuale Abnahme der Induktivität bei verschiedenen Kopplungsfaktoren

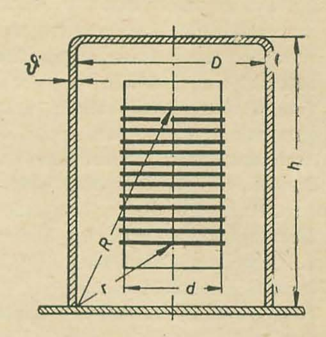


Bild 10: Spule mit Zylinderabschirmung

Nach Gleichung (5) wird der Kopplungsfaktor:

$$K = \frac{40}{60}\sqrt{\frac{70 - 20}{90}} = 0{,}49.$$

Die Selbstinduktion mit Abschirmung wird nun nach Gleichung (4):

$$L_A = 20\,(1 - 0{,}49^2) = 15{,}2\,\mu H.$$

Hieraus ist ersichtlich, daß sich die Induktivität der Schwingkreisspule um etwa 25% verringert hat.

Literatur

Bartels: Grundlagen der Verstärker-Technik; Hirzel Verlag, Leipzig

Kammerloher: Hochfrequenztechnik Teil 1; Winter'sche Verlagsbuchhandlung, Füssen

Rint: Handbuch für Hochfrequenz und Elektrotechniker Band 1; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

Funkwerk Labor, Potsdam: Dimensionierung von Abschirmungen; Funktechnische Arbeitsblätter As01

Schelkunow: Eine neue Abschirmtheorie; Radio Amateur 1938 S. 104 ··· 106

Vilbig: Lehrbuch der HF-Technik; Akademische Verlagsbuchhandlung, Leipzig

Radarechos und deren Nachbildung Teil 2 und Schluß

HORST SCHLESIER

DIE NACHBILDUNG

Vergleich mit ähnlichen Geräten des Auslandes

Die angelsächsische Literatur enthält ab und zu Hinweise auf Radarsimulatoren. In den meisten Fällen handelt es sich dabei um Geräte, die vorwiegend der Ausbildung militärischen Personals als Beobachter von Radarbildern dienen. Bezeichnenderweise sind in Amerika solche Geräte zu einem hohen Grade von Vollkommenheit geführt worden; z. B. werden umfangreiche Digital- und Analogrechner eingesetzt, um bestimmte Ortungsdaten sowie Kurs, Geschwindigkeit, Flughöhe usw. nachzubilden. Offenbar wird dabei besonderer Wert auf die Sichtbarkeit bestimmter Ziele unter dem Einfluß von Störungen (Szintillationen) gelegt [1].

Spezielle Echonachbildungen für die Testung von MTI-Geräten sind mit einer Ausnahme bisher nicht bekannt geworden. Die Ausnahme bildet ein MTI-Evaluator der Airborne Instruments Laboratory, Mineola, der nach einem System arbeitet, bei dem zwei Generatoren nebeneinander frei laufen und der Frequenzabstand eingestellt wird. Eine Frequenzdifferenz-Messung soll die Ablesegenauigkeit vergrößern. Die Mutterfrequenzen liegen dabei bei 500 kHz, diese werden in den ZF-Bereich gemischt und dann nochmals verdoppelt. Neben der Notwendigkeit, abstimmbare Einseitenbandfilter einzusetzen, stehen hohe Forderungen an die Konstanz der Muttergeneratoren. Für das Einstellen einer Dopplerfrequenz von 100 Hz mit einem Fehler von 5% = 5 Hz wäre damit eine Frequenzkonstanz von 10^{-5}, auch über längere Zeiten hinweg erforderlich, wobei gerade die niedrigen Dopplerfrequenzen für die Ermittlung der Empfindlichkeitsgrenze eines MTI-Gerätes interessieren. Dieser MTI-Evaluator dürfte also für Meßzwecke nur begrenzt verwendbar sein [8, 9].

Wahl der Frequenz

Die Sendefrequenzen moderner Radargeräte liegen bei 3, 6 und 10 GHz, die auftretenden Dopplerfrequenzen bei 0,1 ··· 10 kHz. Eine Nachbildung der Frequenzdifferenz würde also die Erzeugung zweier cm-Wellen verlangen, die einen minimalen relativen Abstand von etwa 10^{-8} haben. Dieser Abstand muß jedoch mit großer Genauigkeit und großer Kurz- und Langzeitstabilität reproduzierbar sein. Es erscheint zweckmäßiger, die Erzeugung der Impulse im ZF-Gebiet durchzuführen und dann je nach Bedarf umzumischen, zumal die absoluten Frequenzabweichungen bei der Mischung im MTI-Empfänger sowieso konstant bleiben. Das im Forschungszentrum der Luftfahrtindustrie entwickelte Gerät wurde für eine Frequenz von 10 MHz ausgelegt.

Konstanz der Zwischenfrequenzen

Die Trägerspannung eines ruhenden Zieles sei

$$f_1(t) = A \cdot \cos \omega t$$

und die des sich bewegenden

$$f_2(t) = B \cdot \cos(\omega t \pm \omega_d t).$$

Bei einem Impulsabstand T und den Fehlern der Dopplerfrequenz $\Delta\omega_d$ und des Impulsabstandes ΔT (Einsatzgenauigkeit) wird der Fehler der Phasenwinkeldifferenz:

$$\Delta\varphi = \omega_d \cdot \Delta T + \Delta\omega_d T + \Delta\omega_d \cdot \Delta T$$
$$\approx \omega_d \cdot \Delta T + \Delta\omega_d T\,.$$

Läßt man für $\Delta\varphi$ einen Winkel von 4° zu und rechnet mit gleichen Fehleranteilen, so wird bei $f_d = 10$ kHz und $T = 10^{-3}$ s:

$$\Delta T = 0{,}65 \cdot 10^{-6}\,\text{s} = 0{,}65\,\mu\text{s}$$

und

$$\Delta f_d = 6{,}5\,\text{s}^{-1}.$$

Die zulässigen relativen Fehler liegen damit bei 10^{-4}. Läßt man zwei Oszillatoren auf 10 MHz frei laufen, so müßten beide, wieder bei gleicher Fehlerverteilung, Konstanzen von

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = 3 \cdot 10^{-7}$$

aufweisen. Da die Konstanz der absoluten Frequenzgröße aber wesentlich geringer sein kann — sie wird von den ZF-Bandbreiten usw. bestimmt — ist einfach nur die Differenz beider Frequenzen entsprechend genau einzustellen. Eine Nachlaufregelung liefert nicht gleichzeitig die Kurzzeitstabilität und die erforderliche Einstellgenauigkeit. Es müßten für diesen Zweck umfangreiche stabilisierende Hilfsmittel eingesetzt werden, so daß für die Erzeugung der Frequenzdifferenz nur eine Einseitenbandmodulation in Betracht kommt. Die dabei entstehenden Nebenwellen rufen aber wiederum eine Frequenzmodulation hervor. Die Gesamtschwingung in diesem Falle ist:

$$g(t) = A\sqrt{1 + K^2 + 2K \cos \Delta\omega t} \cdot e^{j\left(\omega t + \arctan \frac{K \cdot \sin \Delta\omega t}{1 + K \cos \Delta\omega t}\right)}.$$

Hierin sind:

A die Amplitude der gewünschten Frequenz,
B die Amplitude der Seitenfrequenz mit der Frequenzdifferenz,
K = B/A.

Die daraus resultierende Frequenz ergibt sich zu:

$$\omega_0 = \omega + \frac{K \cdot \Delta\omega \cdot \cos \Delta\omega t + K^2 \cdot \Delta\omega}{1 + 2K \cdot \cos \Delta\omega t + K^2}.$$

Die größte Frequenzabweichung ist demzufolge:

$$\omega_0 = -\Delta\omega \cdot \frac{K}{1 - K} \approx -\Delta\omega K$$

Es sind $\Delta\omega$ und K also sehr klein zu halten. Diese Forderung bestimmt das System der Einseitenbandmodulation, das anzuwenden ist.

Der Einsatz von Filtern erfordert eine stufenweise Untersetzung der Frequenzdifferenz ähnlich dem Verfahren beim Trägerfrequenzfernsprechen. Die Störfrequenzen der letzten Stufe haben bei $f_0 = 10$ MHz damit einen Abstand von etwa 0,5 MHz. Läßt man auch hier $\Delta f_0 = 6$ Hz zu, dann müßte $K = 1{,}2 \cdot 10^{-5}$ = 98 dB sein. Wenn es möglich ist, eine Einseitenbandmodulation durchzuführen, bei der ein Seitenband kompensiert wird, so daß die Dopplerfrequenz unmittelbar dem Träger aufmoduliert werden kann, dann ist bei f_d = 10 kHz:

$$K = 6{,}5 \cdot 10^{-3} = 41\,\text{dB}\,.$$

Dieser Wert wird von dem beschriebenen Gerät nicht ganz erfüllt. Es werden nur 35 dB über einen Bereich der Dopplerfrequenz von 60 Hz ··· 60 kHz eingehalten.

Der Vorteil eines solchen Verfahrens gegenüber dem Einsatz von Filtern liegt vor allem darin, daß mit sinkender Dopplerfrequenz auch der Fehlerwinkel kleiner wird. Dies ist beim Filterverfahren nur in viel kleinerem Maße — wenn überhaupt — möglich, da sich der Abstand der Störfrequenz von der Nutzfrequenz nur relativ wenig bei einer Änderung der Dopplerfrequenz ändert.

Die Konstanz der Impulsfolgefrequenzen

Für reine MTI-Untersuchungen würde es genügen, die Einsatzgenauigkeit (und damit auch die Frequenzkonstanz) auf

$$T = 0{,}65\,\mu\text{s/Periode}$$

zu halten. Bei $f_i = 1$ kHz bedeutete das eine relative Frequenzkonstanz von

$$\frac{\Delta f_i}{f_i} = -\frac{\Delta T}{T} = 6{,}5 \cdot 10^{-4}.$$

Dieser Wert wäre mit speziellen Oszillatoren zu erreichen. Um das Gerät auch für die Messung der Geschwindigkeiten aus den Pulsfolgefrequenzen auszunutzen, muß auch die absolute Frequenzdifferenz, die der richtigen Zielgeschwindigkeit entspricht, auf die Meßgenauigkeit (beispielsweise 2%) konstant gehalten werden.

Dies ließe sich dadurch erreichen, indem zwei Sendefrequenzen von etwa 10 GHz, die sich um die Dopplerfrequenz unterscheiden, auf die gewünschte Pulsfolgefrequenz heruntergeteilt würden. Dies ist selbstverständlich nicht möglich. Da aber die Dopplerabweichungen der Zwischenfrequenzen sowieso vorhanden sind, liegt es nahe, die Pulsfolgen aus diesen abzuleiten. Dazu ist es notwendig, die Differenz beider Frequenzen um den Faktor $f_{sende} : f_{ZF}$ herabzusetzen, was mit einem einstufigen Getriebe erfolgen kann. Durch Veränderung der Teilungsverhältnisse läßt sich eine diskrete Veränderung der Pulsfolgefrequenz herbeiführen.

Die Konstanz der Pulsfolgefrequenzen hängt damit nur von der Konstanz der ZF ab und wird durch die statistisch verteilten Schwankungen der Einsatzgenauigkeit der Teiler um ein

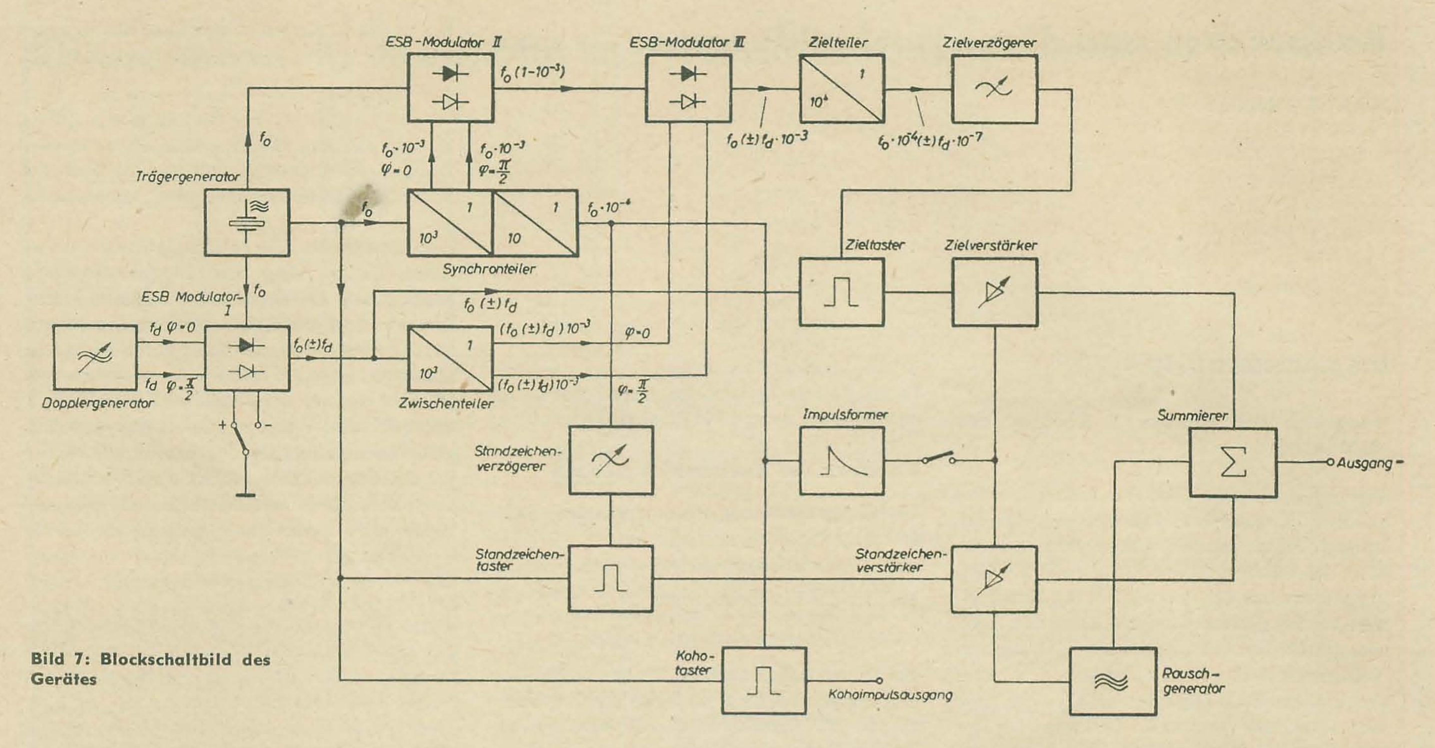


Bild 7: Blockschaltbild des Gerätes

geringes vergrößert, die aber im Versuchsgerät mit den üblichen Mitteln der Lissajous-Abbildungen nicht nachweisbar waren.

Der elektrische Aufbau des Gerätes

Bild 7 zeigt im Blockschaltbild den Gesamtaufbau des Gerätes. Als ZF-Generator dient ein Quarzoszillator, der völlig unkritisch ist, da dieser mit einer Frequenzkonstanz von $< 10^{-3}$ arbeitet.

Im Einseitenbandmodulator I wird diese Frequenz verdoppelt, wahlweise mit positiven oder negativem Vorzeichen. Dieser Modulator arbeitet nach dem Prinzip der Bandkompensation. Bild 8 zeigt die Schaltung dieses Modulators.

Das Eingangssignal sei:

$$\mathfrak{U}_\omega = u_\omega \cdot \cos \omega t$$

und der Träger

$$\mathfrak{U}_\Omega = u_\Omega \cdot \cos \Omega t\,.$$

An der Stelle 1 im Bild 8 ist also die Spannung

$$\mathfrak{U}_1 = u_\omega \cdot \sin \omega t$$

vorhanden und an den Ausgängen der Ringmodulatoren M die Signale:

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{u_\Omega \cdot u_\omega}{2} \left[\sin(\Omega + \omega)\,t - \sin(\Omega - \omega)\,t\right],$$

$$\mathfrak{U}_3 = \frac{u_\Omega \cdot u_\omega}{2} \left[\cos(\Omega + \omega)\,t + \cos(\Omega - \omega)\,t\right],$$

$$\mathfrak{U}_4 = \frac{u_\Omega \cdot u_\omega}{2} \left[\sin(\Omega + \omega)\,t + \sin(\Omega - \omega)\,t\right].$$

Die Ausgangsspannung ergibt sich durch Addition (Subtraktion) von $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{U}_4$:

$$\mathfrak{U}_{\Omega \pm \omega} = u_\Omega \cdot u_\omega \cdot \sin(\Omega \pm \omega)\,t.$$

Seitenbandwechsel, also Vorzeichenwechsel der Zielgeschwindigkeit wird durch Vertauschen der Signale 1 und 1a erreicht. Die Größe der Seitenbanddämpfung hängt von der Gleichheit der Amplituden und von der Genauigkeit der beiden Phasenschieber ab.

Wenn ϑ die Abweichung des Phasenwinkels von 90° in $\mathfrak{U}_1$ und Θ dieselbe Abweichung in $\mathfrak{U}_4$ sind, dann läßt sich die Seitenbanddämpfung bei völlig gleichen Amplituden zu

$$K_\vartheta = \sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta\vartheta)^2 + \sin^2 \Delta\vartheta}{(1 + \cos \Sigma\vartheta)^2 - \sin^2 \Sigma\vartheta}} \approx \frac{\sin \Delta\vartheta}{2} \qquad \begin{pmatrix} \Delta\vartheta = \vartheta + \Theta \\ \Sigma\vartheta = \vartheta + \Theta \end{pmatrix}$$

ermitteln. Die Seitenbanddämpfung auf Grund ungleicher Amplituden ergibt sich zu

$$K_u = \frac{\Delta(u_\Omega \cdot u_\omega)}{u_\Omega \cdot u_\omega}\,.$$

Mit gleicher Fehlerverteilung und $K_{ges} = 0{,}02 = 35$ dB wird

$$\frac{\sin \Delta\vartheta}{2} = 0{,}01\,, \quad \Delta\vartheta = 1{,}15°$$

und

$$\frac{\Delta(\mathfrak{U}_\Omega \cdot \mathfrak{U}_\omega)}{u_\Omega \cdot u_\omega} = 0{,}01 \mathrel{\hat{=}} 1\,\%\,.$$

Diese Werte werden von der angegebenen Schaltung eingehalten. Die Phasenverschiebung von 90° zwischen 3 und 4 wird dabei in beide Kanäle aufgeteilt und durch einfache RC- und RL-Glieder realisiert. Die Phasenverschiebung des Zeichens wird mit Hilfe einer abstimmbaren Hausrathbrücke durchgeführt, die mit dem Generator für die Dopplerfrequenz synchron läuft. Dadurch wird erreicht, daß der Phasenwinkel über den ganzen Abstimmbereich der Dopplerfrequenz konstant bleibt. Sinnvoll eingesetzte Regler erlauben die genaue Justierung des Einseitenbandmodulators.

Trägergenerator und ESB-Modulator I liefern die Trägerfrequenzen für Standzeichen und für die des sich bewegenden Zieles. Der Synchronimpuls und der Tastimpuls für das Standzeichen werden durch einen vierstufigen Frequenzteiler von der Trägerfrequenz abgeleitet. Dabei fällt eine Frequenz von 10 kHz an, die für das Getriebe (ESB-Modulatoren II und III, Zwischenteiler $10^3 : 1$) verwendet wird. Im ESB-Modulator III werden zu diesem Zwecke 10 MHz minus 10 kHz vom ESB-Modulator II und 10 kHz $\pm f_d \cdot 10^{-3}$ vom Zwischenteiler gemischt. In der entstehenden Summenfrequenz ist die Dopplerabweichung um den Faktor 10^{-3} reduziert. Durch den Zielteiler $10^4 : 1$ geteilt, ergibt sich eine Impulsfolge, die gegen dem Synchronimpuls um die richtige „Zielgeschwindigkeit" versetzt ist.

Die Teilerstufen sind Sperrschwinger, die mit Impulsbreiten von 0,2 ··· 1 µs (je nach Frequenzlage) arbeiten und die unter Zwischenschaltung von Trennstufen hintereinander geschaltet sind. Die Teiler für die höchste Frequenz (10 : 1 MHz) sind außerdem schwungradstabilisiert, da diese am meisten empfindlich gegen Schwankungen der Betriebsspannungen sind; damit wird die erforderliche Bandbreite von $\pm 0{,}6\,\%$ für den Zwischenteiler noch ohne Schwierigkeiten erreicht.

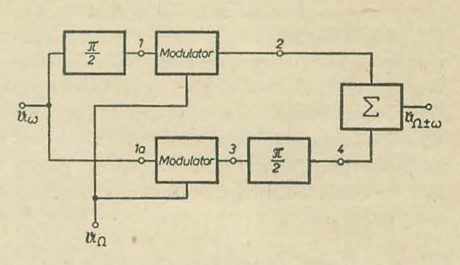


Bild 8: Aufbau eines Einseitenbandmodulators

Die Verzögerer bestehen aus einfachen Univibratoren, die mit den 1-kHz-Impulsen angestoßen werden und deren Rückschlag nach Differentiation für die Anregung des Impulsformers benutzt wird. Um durch das freie Zurückkippen des Verzögerers keine unnötigen Phasenschwankungen zuzulassen, wird dieser Vorgang mit 100-kHz-Impulsen synchronisiert, die der gleichen Teilergruppe entnommen werden. Damit erhalten die ZF-Impulse eine Phasenstarre, wie sie den 100-kHz-Impulsen eigen ist.

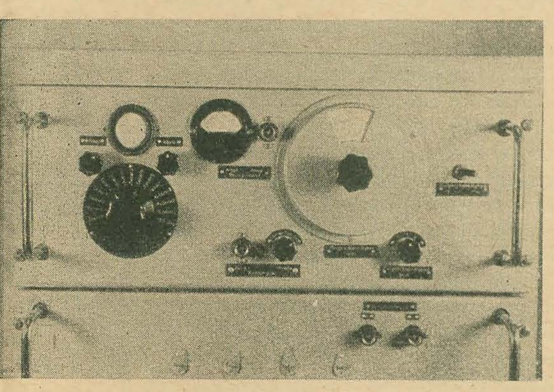
Die nachfolgenden Verstärker sind Regelverstärker, die von Hand regelbar sind. Damit

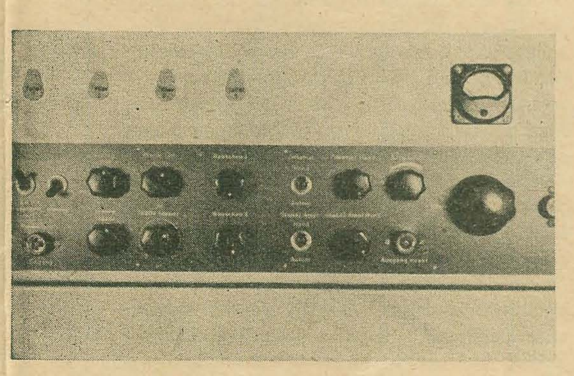
lassen sich die Amplituden um mehr als 50 dB zueinander verschieben, und die Ausgangsspannung des Summierers auf maximal etwa 1,2 V_{eff} bringen, die von einem eingebauten Instrument angezeigt wird. Diese Spannung wird außerdem in einem Spannungsteiler bis auf 100 μV heruntergeteilt, um auch ZF-Verstärker teilweise messen zu können. Die Verstärkung der Regelverstärker kann auch ähnlich der Radargleichung abklingend periodisch geregelt werden. Der Regelumfang liegt etwa bei 40 dB.
An zwei Stellen dieser Verstärker wird eine Rauschspannung eingekoppelt. Dieses Rauschen wird in einer Gasstrecke erzeugt und mit Hilfe eines magnetischen Querfeldes verstärkt. Um die erforderliche Leistung zu erhalten, schließt sich an diesen Generator ein dreistufiger, sehr breitbandiger Verstärker an.

Die mechanische Ausführung des Gerätes

Da es sich bei diesem Gerät um ein reines Laborgerät handelt, wurde die Gestellbauweise angewendet, die Bild 9 zeigt.
Drei Einschübe tragen die elektronischen Schaltungen, der vierte dient der Stromversorgung. Ein magnetischer Konstanthalter im Fußteil des Gestells sorgt für eine hinreichende Stabilisierung des Heizstromes der Teilerröhren. Neben den verschiedenen Generatoren trägt der oberste Einschub ein Kontrollteil, mit dem die Funktionen der Modulatoren und der Teiler überwacht werden können. Zu diesem Zwecke werden einem Bildrohr z. B. Ein- und Ausgangsspannung eines ESB-Modulators zugeführt. Das Modulationstrapez darf in diesem Falle nur ein reines Rechteck ergeben. Zur Kontrolle der Teiler werden Lissajous-Figuren abgebildet, wobei durch selektive Mittel gesorgt ist, daß kein falsches Teilungsverhältnis zur Abbildung gelangt.
Bild 10 zeigt die Bedienungselemente des obersten Einschubes.
Die Einstellung der Dopplerfrequenz erfolgt über ein Planetengetriebe mit Noniusablesung. Ebenfalls wird in diesem Einschub der Kohoimpuls erzeugt, dessen Breite wie die des Zielimpulses einstellbar ist.
Der mittlere Einschub enthält die ESB-Modulatoren und das Frequenzgetriebe. Die frequenzbestimmenden Regelwiderstände der Teiler sind nach der Frontplatte herausgeführt und mit Schraubenschlitzen versehen. Die Teiler sind nummeriert, ebenso die Schwenkklappen vor den Schraubenschlitzen, so daß keine Verwechslung entstehen kann. Bild 11 zeigt die Bedienungselemente des dritten Einschubes, der die Impulsaufbereitung enthält.


Bild 9: Gesamtansicht des Gerätes für die Echonachbildung


Bild 10: Bedienungselemente am ersten und zweiten Einschub


Bild 11: Bedienungselemente am dritten Einschub

Literatur

[1] H. J. Bickel: Radar Simulator for Laboratory Use; Electronics 10 (1956) S. 170

[2] A. G. Emslie: Moving Target Indication; In Ridenour: Radar System Engineering, Mc Graw Hill S. 626ff.

[3] Radarsimulatoren; J. Brit. IRE. 1 (1958) S. 17ff.

[4] Radarsimulatoren in der englischen Flotte; J. Brit. IRE. 1 (1958) S. 33ff.

[5] Transistorgenerator als Radarsimulator; Electronics 5 (1956) S. 179ff.

[6] Ein wirklichkeitsnaher Radarsimulator; Voprocy radiolokacionnoj techniki 1 (1958) S. 111

[7] W. Otto: Radaranlagen mit Festzielunterdrückung; radio und fernsehen 1 (1958) S. 2

[8] W. Otto: Spezialmeßgeräte für MTI-Anlagen; radio und fernsehen 2 (1958) S. 389

[9] J. R. Wilkerson: An MTI-Evaluator; Airborne Instruments Laboratory

[10] H. Schlesier: Die Bedeutung der 90°-Phasendrehung bei speziellen Modulationsverfahren; Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 2 (1958) S. 42

[11] H. Lueg: DWP 1.060 932. 21a⁴ 48/63 T 12065; Verfahren zur Unterdrückung von Festzielen oder von Zielen geringer Radialgeschwindigkeit in einem Funkortungsgerät

Vierspur-Technik setzt sich durch

Die Fachpresse veröffentlichte vereinzelt Meldungen, nach denen man im Ursprungsland der Vierspur-Technik, den USA, bereits wieder von dieser Technik abrücke. Als Begründung wird in diesen Meldungen nicht mehr die mangelnde technische Qualität der Vierspur-Tonaufzeichnung angegeben, sondern erklärt, daß bei vierspurig bespielten Bändern nach wiederholter Abspielung ein inniger Kontakt des Tonbandes mit dem Tonkopf nicht mehr gewährleistet sei, da das Tonband wellig würde. Hierzu ist folgendes zu sagen:
In jüngster Zeit haben sich gerade in den USA mehr als 12 Herstellerfirmen von bespielten Stereo-Bändern mit dem größten Hersteller von Tonbandgeräten zusammengeschlossen, um unter der Bezeichnung „United-Stereo-Tapes" ausschließlich bespielte Vierspur-Stereo-Bänder herzustellen und zu vertreiben. Die überwiegende Mehrzahl der in den USA jetzt hergestellten Tonbandgeräte basiert auf der Vierspur-Technik.
Die Beherrschung der Vierspur-Technik setzt für die Geräte herstellenden Firmen ein sehr großes technisches Können und eine hohe Präzision der Wiedergabegeräte voraus. Eine weitere selbstverständliche Voraussetzung für den einwandfreien Vierspur-Betrieb ist die gleichmäßige Beschichtung der verwendeten Tonbänder auch bezüglich der homogenen Verteilung des Magnetits. Es leuchtet ein, daß ein „magnetisches Loch" von beispielsweise 1 mm Durchmesser, das bei Halbspurgeräten nur einen Pegelverlust von 6 dB verursacht, bei Viertelspur bereits einen vollständigen Pegelausfall von 0,01 s. hervorruft. Ein Großteil der auf dem deutschen Markt angebotenen Tonbänder erfüllt jedoch diese Forderung nach gleichmäßiger Oberfläche.
Im übrigen ist nicht einzusehen, warum vierspurig bespielte Bänder nach mehrfachem Abspielen wellig werden sollen, während dies bei halbspurig bespielten nicht der Fall ist. Es ist wohl zuweilen möglich, daß Tonbänder auf Geräten mit starker mechanischer Beanspruchung wellig werden können, wenn sie einseitig gedehnt werden. Es ist Gewähr gegeben (z. B. durch die Feinfühlautomatik von Telefunken, daß solche Erscheinungen auf den Vierspur-Tonbandgeräten nicht auftreten können. *TPd*

Wir lernten kennen:

Transistorblitzgerät „elgatron“

Leicht, handlich und gefällig aussehend, das sind die ersten Eindrücke, die man von dem neuen Transistorblitzgerät des VEB Elgawa Plauen erhält. Durch Verwendung moderner Bauelemente konnten die Abmessungen klein gehalten werden. Ein weiterer wichtiger Vorteil ist die Verwendung handelsüblicher Monozellen, deren Beschaffung kaum Schwierigkeiten bereitet und deren niedriger Anschaffungspreis den Betrieb des Gerätes sehr wirtschaftlich macht. So kommt man bei der angegebenen Blitzzahl > 100 auf einen Unkostensatz je Blitz von weniger als 0,02 DM. Leider ist der Kaufpreis des Gerätes bei weitem nicht so günstig. Die Batterien sind nach Abnehmen der Rückwand leicht auszuwechseln. Das Abnehmen und Aufsetzen der Rückwand wird allerdings durch die nicht ganz ideale Aufhängung des Tragriemens etwas erschwert. Der Sitz der Batterie soll, wie uns mitgeteilt wurde, noch verbessert werden. Weiterhin wird gegenwärtig im VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik an der Entwicklung einer neuen Batterie (Heizmonozelle) gearbeitet, mit der eine noch wesentlich höhere Blitzzahl erreicht werden soll.

Der Reflektorkopf kann auf jede moderne Kamera, die mit einer entsprechenden Anordnung versehen ist, direkt aufgesetzt werden. Für die übrigen Kameras wird eine Befestigungsschiene mitgeliefert. Hier beginnt jetzt allerdings eine Schwierigkeit. Diese Befestigungsschiene kann z. B. nicht für die Typen Praktika, Exa, Exakta Varex u. a. verwendet werden, da das Gewinde der Befestigungsschrauben nicht zum Gewinde der betreffenden Kameras paßt. Durch ihre geringe Länge müssen Kamera und Reflektorkopf versetzt stehen. Hier zeigt die Standardisierung auch ihre Schattenseiten. Vom Hersteller ist beabsichtigt, längere Schienen, sowie Schienen mit verschiedenen Befestigungsschrauben zusätzlich herzustellen, so daß das Blitzgerät universell verwendbar ist.

Es wäre zu überlegen, ob die Herausführung der Anschlußkabel aus der Rückseite des Reflektorkopfes, dadurch ein besseres Aneinanderrücken Kamera/Reflektorkopf, sowie auswechselbare und verschiebbare Befestigungsschrauben nicht denselben Zweck besser erreichen. Man würde dann wieder mit einer Schiene auskommen.

Die angegebene Blitzzahl wurde erreicht. Die Schaltung arbeitete einwandfrei, lediglich die im Reflektorkopf eingesetzte Kontrollampe begann bei extrem niedriger Batteriespannung auszusetzen, trotzdem die eingebaute Sparschaltung bereits arbeitete. Dieser Fehler ist offensichtlich im Generatorteil zu suchen, deren Sparschaltung bei niedriger Batteriespannung schon einsetzt, trotzdem der Kondensator noch nicht seine volle Ladung erreicht hat. Dieser Fehler beeinträchtigt die Funktion des Gerätes im Normalzustand jedoch nicht.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß es sich hier, nach Beseitigung einiger oben angeführter kleiner Mängel, um ein Gerät handelt, daß auch anspruchsvolleren Wünschen voll gerecht wird.

Jancke



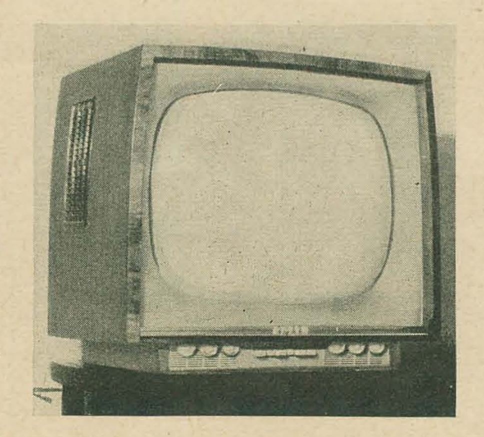
... und den TV-Empfänger „Orion“ AT 611

Zunächst einmal seien einige Merkmale des ungarischen TV-Empfängers „Orion“ AT 611 erwähnt. Das Gerät übt durch seine geringen Abmessungen einen angenehmen Eindruck auf den Betrachter aus. Dies ist auf die geringe Bautiefe, die durch die 110° abgelenkte Bildröhre erreicht wird, auf den gut ausgenutzten Aufbau und auf die raumsparende Anordnung der Hochtonlautsprecher mit den Bedienungsknöpfen zurückzuführen. Als Hochtonlautsprecher wurden elektrostatische Einheiten verwendet, die äußerst flach sind. Damit ist der Platz für die dahinter liegenden Potentiometer gegeben. Diesen Komplex mit dem dazugehörigen Tastensatz trägt eine schmale Kunststoffleiste, die zwischen den Füßen des Gerätes angebracht ist. Auch im beistehenden Foto ist zu erkennen, daß damit der eigentliche Gehäuseteil klein gehalten wird.

Das Gerät ist mit gedruckter Schaltung ausgerüstet, wobei die Druckplatten auf einem in zwei Stufen an der Rückfront herunterklappbaren Chassis befestigt sind.

Der AT 611 ist nur für einen Wechselstromanschluß geeignet, da die Eingangsröhren über einen besonderen Heiztrafo geheizt werden. An der Sekundärseite dieses Trafos (also an den Heizfäden) liegt eine positive Spannung von etwa 90 V. Dieser Hinweis wird deshalb als wichtig angesehen, da kein Netztrafo vorhanden ist und man aus dieser Tatsache zu leicht annehmen könnte, daß sich das Gerät auch mit Gleichspannung betreiben ließe.

Erwähnenswert sind auch die automatisch arbeitenden Stufen des Empfängers, die für ein konstant bleibendes Bild sorgen. Die automatische Feineinstellung vermeidet ein lästiges Nachstellen des Oszillators von Hand aus. Eine im Oszillatorkreis vorhandene Diode wird durch eine Gleichspannung, die aus einer Diskriminatorschaltung gewonnen wird und von der Trägerfrequenz des empfangenden Senders abhängig ist, gesteuert. Die Kapazitätsänderung der Diode bewirkt damit eine Änderung der Oszillatorfrequenz. Die Automatik läßt sich jedoch auch ausschalten, so daß eine Handeinstellung möglich ist, was sich auch bei schwach einfallenden Sendern empfiehlt. Natürlich darf vor dem Einschalten der Automatik der Oszillatorkreis nicht durch die Handeinstellung vollkommen verstimmt sein; geringe Abweichungen fängt die Automatik jedoch wieder ein und hält dann das Bild konstant.



Die Zeilen-Bildstufe arbeitet ebenfalls automatisch, so daß auch bei Netzschwankungen ein stabiles Bild gewährleistet ist. Während der Testzeit wurden keine auffälligen Änderungen von Bildhöhe oder Zeilenhöhe bemerkt.

Eine weitere automatisch arbeitende Stufe ist die Schaltung zur getrennten Kontrast- und Helligkeitsregelung. Diese Stufe ist vor allen Dingen für den normalen Fernsehteilnehmer interessant, da sie mit ausschlaggebend für die Bildqualität ist. Die Arbeitsweise dieser Schaltung sei kurz erwähnt. Durch Betätigen des Kontrastreglers wird die Gitterspannung einer Röhre verändert, die mit der Videoröhre in Katodenfolge geschaltet ist. Die Videoröhre ist also der „Katodenwiderstand“ der geregelten Röhre. Die Spannungsänderung am Katodenwiderstand der Videoröhre beeinflußt die Taströhre, womit die Verstärkung der HF- und ZF-Stufen geregelt wird. Die Regelröhre liegt weiterhin mit dem Potentiometer zur Helligkeitsregelung parallel, so daß durch Anodenstromänderungen bei Kontrastregelung sich ebenfalls der Strom über das erwähnte Potentiometer ändert. Die Wirkung ist nun die, daß bei Kontrastregelung evtl. auftretende Helligkeitsänderungen am Gitter der Bildröhre wieder kompensiert werden. Damit ergibt sich eine Vielzahl von Einstellmöglichkeiten. Bei einem eingestellten Helligkeitswert läßt sich der gesamte Kontrastbereich

verändern, ohne daß ein Nachstellen der Helligkeit erforderlich ist. Da nun dieser Bereich für jeden Helligkeitswert zur Verfügung steht, läßt sich ein für jeden Geschmack entsprechendes Bild einstellen, was auch bei schwach einfallenden Sendern äußerst vorteilhaft ist. Hinzu kommt noch die sehr gute Empfindlichkeit des Empfängers. Der Empfänger wurde in einem Berliner Vorort mit einem einfachen ausziehbaren Dipol (Zimmerantenne) vom VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg getestet. Die Empfangsverhältnisse in diesem Ort sind nicht besonders gut und doch wurde ein zufriedenstellendes Bild empfangen, an dem es nichts auszusetzen gab.

Im „Orion" AT 611 wurde eine Phasenvergleichsschaltung eingebaut, die in ihrem Aufbau von den bisher üblichen Schaltungen abweicht. Da in der Beschreibung dieses Gerätes in radio und fernsehen 7 (1961) nicht näher auf die Schaltung eingegangen wurde, soll hier kurz die prinzipielle Wirkungsweise erklärt werden. Bild 1 zeigt die Schaltung mit den dazugehörigen Oszillogrammen. Der vom Amplitudensieb kommende Impuls wird vom RC-Glied R_{134}, C_{82} differenziert und liegt am Mittelpunkt der Diodenschaltung. Vom Zeilentrafo wird dieser Schaltung ein negativer Impuls über eine RC-Kombination (R_{113}, C_{83}, C_{84}) zugeführt. Dieser Impuls wird durch die RC-Kombination zu einem Sägezahnimpuls verformt. Da der positive Teil des differenzierten Impulses die Dioden öffnet, liegt der Punkt A auf Massepotential. Trifft dieser Impuls jedoch zu einem Zeitpunkt ein, zu dem die Rückflanke des Sägezahnimpulses nicht durch Null geht, dann entsteht eine positive oder negative Gleichspannung an A (Bild 2), die als Vorspannung für die Multivibratorröhre benutzt wird. Das RC-Glied R_{127}, C_{136} besitzt eine andere Zeitkonstante als C_{85} mit R_{114}, so daß damit langsame wie auch schnelle Frequenzänderungen geregelt werden. Diese Phasenvergleichsschaltung besitzt einen derartig großen Regelbereich, daß bei entsprechend eingestelltem Zeilenoszillator durch Grobregler sich das Bild durch den Feinregler nicht außer Takt bringen läßt.

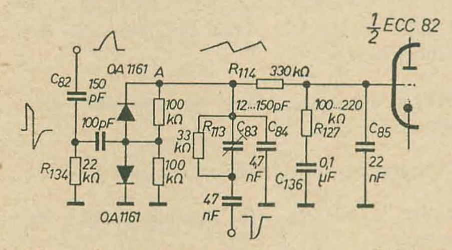


Bild 1: Phasenvergleichsschaltung des TV-Empfängers „Orion" AT 611

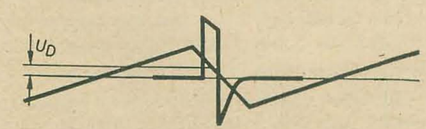


Bild 2: Vergleich des differenzierten Synchronimpulses mit dem vom Zeilentrafo abgenommenen Sägezahnimpuls. Bei Phasenverschiebung entsteht die Spannung U_D, die als Vorspannung zur Steuerung des Multivibrators ausgenutzt wird

Was ließe sich am „Orion AT 611" verbessern?

Zunächst ist das störende Brummen zu bemängeln, das vom Bildkippteil auf den Tonteil eingestreut wird. Am stärksten ist dieses Brummen bei gedrückter Taste „Sprache". Bei der Stellung „Musik" läßt sich dieses Brummen einigermaßen durch die Höhen- und Tiefenregelung abschwächen. Bei einer bestimmten Neigung des herausgeklappten Chassis wird das Brummen jedoch kompensiert!

Es wäre zweckmäßig, den Klarzeichner regelbar auszuführen, da damit ein besserer Übergang erreicht wird. Der Unterschied zwischen eingeschaltetem und nichteingeschaltetem Klarzeichner ist im Bild zu stark wahrnehmbar.

Weiterhin wäre der Ton-Demodulator noch einmal zu untersuchen. Dieser setzte teilweise aus, was sich im schwachen Ton und starkem Intercarrierbrummen bemerkbar machte.

Um dem Service die Arbeit zu erleichtern, empfiehlt es sich, die Antennenbuchse anders anzuordnen, da bei herangeklapptem Chassis der Antennenstecker zu sehr belastet wird.

Es empfiehlt sich weiterhin, das Einschaltbrummen zu unterdrücken.

Die hier angeführten Mängel sind den maßgebenden ungarischen Stellen jedoch schon bekannt, so daß damit zu rechnen ist, daß die neueren Geräte von diesen Mängeln befreit sind.

Als Testergebnis kann man sagen, daß der zukünftige Inhaber eines dieser Geräte seine Freude an der guten Bildqualität haben wird.

Orlik

Im Heft 12 veröffentlichen wir unter der Rubrik „Aus der Reparaturpraxis" ausführliche Servicehinweise für den TV-Empfänger „Orion" AT 611.

Synchronisation verschiedener Fotoblitzgeräte miteinander

OTTO ANDREAS HESS

In radio und fernsehen 19 (1960) S. 619 wurde ein Beitrag veröffentlicht, der die Synchronisation verschiedener Fotoblitzgeräte mit Hilfe eines Ruhestromrelais zum Inhalt hatte. Die vom Verfasser dieser Arbeit, Herrn Jakubaschk, vorgeschlagene Anordnung besitzt zwei Nachteile:

1. Durch den zum Halten des Relais benötigten Strom wird ständig Arbeit aus dem Blitzkondensator entnommen. Um die Verluste möglichst klein zu halten, ist man entweder zur Verwendung möglichst hochohmiger oder hochempfindlicher Relais gezwungen. Geeignete Relais dürften nicht überall greifbar sein, sie haben auf jeden Fall einen relativ großen Raumbedarf und sind entsprechend teuer.

2. Das Relais ist bis zur erfolgten Aufladung des Blitzkondensators auf einen bestimmten Wert bzw. bei getrennter Verbindung mit dem synchronisierenden Blitzgerät dauernd abgefallen. Wegen der Ruhestromschaltung können leicht Fehlauslösungen vorkommen, besonders wenn als Zusatzlichtquelle ein Vakublitz verwendet wird.

Zur Umgehung dieser Mängel wird eine andere Schaltungsanordnung vorgeschlagen. Parallel zum Blitzkondensator wird eine Reihenschaltung eines Schutzwiderstandes R_s, eines Zusatzkondensators C_z und eines Ladewiderstandes R_l gelegt (Bild 1). Der Zusatzkondensator wird während der Ladung des Blitzkondensators ebenfalls aufgeladen. Durch den Blitz bricht die Spannung am Blitzkondensator zusammen, die im Zusatzkondensator gespeicherte Energie entlädt sich in den Blitzkondensator. Wird der Zusatzkondensator genügend groß bemessen, kann der am Ladewiderstand R_l auftretende Entladestoß auf verschiedene Art zur Zündung weiterer Fotoblitze ausgenutzt werden. Der Schutzwiderstand R_s soll zur Strombegrenzung im Fall eines vielleicht auftretenden Durchschlages des Zusatzkondensators dienen.

In einer Versuchsausführung wurde als Zusatzkondensator ein Elektrolytkondensator 8 μF, 500 V, DIN 41 332, Kl. 3, als R_s ein Widerstand 47 Ω 0,5 W; als R_l ein Widerstand 220 kΩ 0,5 W verwendet.

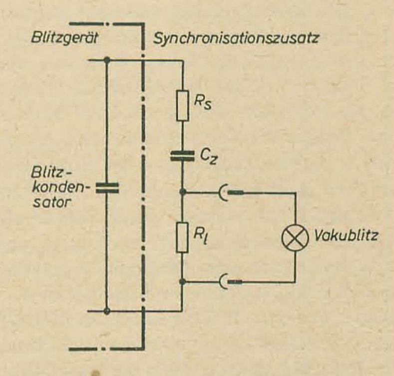


Bild 1: Synchronisation von Vakublitzen

Der am Ladewiderstand R_l auftretende Entladestromstoß wird über ein Buchsenpaar oder eine Koaxial-Buchse abgenommen. Vakublitze können hieran ohne Zwischenschaltung irgendwelcher Schaltglieder unmittelbar angeschlossen werden. Sie werden einwandfrei gezündet. Die gespeicherte Energie des Zusatzkondensators beträgt bei einer Ladespannung von 500 V immerhin 1 Ws, während die im 22,5-V-Kondensator-Zündeinsatz für Vakublitze gespeicherte Energie nur 0,025 Ws beträgt.

Es wäre nun an und für sich möglich, einen zweiten Elektronenblitzer bei entsprechender Schaltung der Zündeinrichtung ebenfalls ohne Zwischenschaltung weiterer Schaltglieder unmittelbar zu zünden. Die hierbei entstehende

galvanische Verbindung zweier Blitzgeräte führt jedoch in bestimmten Fällen zu ernsten Gefahren für die Bedienenden, da die meisten Kamerakontakte einpolig mit der Kameramasse verbunden sind. Eine gleichstrommäßige Abriegelung der Synchronisierleitung mit

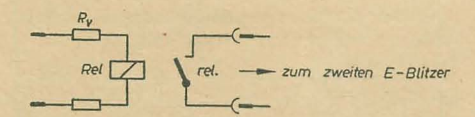


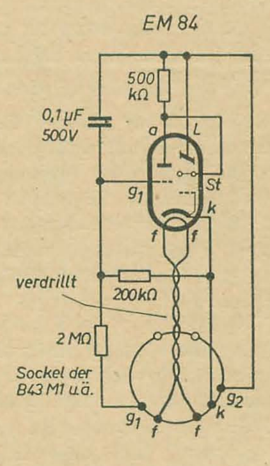
Bild 2: Synchronisationszusatz für zweiten Elektronenblitzer

Hilfe von Kondensatoren kann hier unter Umständen Abhilfe schaffen, ist jedoch wegen der verschiedenartigen Schaltungen der Zündteile nicht immer betriebssicher.
Es ist deshalb zweckmäßig, zur Synchronisierung weiterer Elektronenblitzer einen neutralen Relaiskontakt zu verwenden, der gegen die übrige Schaltung des Blitzgerätes isoliert ist. Es ist leicht möglich, durch den Entladestoß des Zusatzkondensators auch ein Relais zum Ansprechen zu bringen. Es ist dabei zweckmäßig (Bild 2) in Reihe mit der Relaiswicklung einen Widerstand R_v zu schalten, mit dessen Hilfe die Entladezeit des Kondensators beeinflußt und damit die Zeitdauer der Kontaktgabe des Relais geregelt werden kann. Bei niedrigen Werten von R_v verläuft der Entladevorgang in einer kürzeren Zeit, die Kontaktgabezeit ist daher auch kürzer. Zur Verlängerung der Kontaktgabezeit ist der Wert von R_v zu erhöhen.
Es ist ein Vorteil dieser Schaltung, daß an die zur Verwendung kommenden Relais keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Ein vorhandenes Kleinstrelais (325 Ω, 3400 Wdg. 0,09 CuL, Ansprechstromstärke 20 mA) gab bei Verwendung eines Widerstandes R_v von 10 kΩ und den oben bereits genannten anderen Schaltgliedern eine Kontaktgabezeit von etwa 50 ms.
Da die Kontaktgabezeit begrenzt und einstellbar ist, kann bei geeigneter Ausführung des Relaiskontaktes dieser auch zur kurzzeitigen Anschaltung einer 110-V-Glühlampe an das 220-V-Netz verwendet werden („Schnelle Heimlampe").

Aus der Reparaturpraxis

Funktionsprüfung des Video-Kanals am Bildröhrensockel

Oft ist bei einer Fernsehempfängerreparatur schnell festzustellen, ob bestimmte Fehlererscheinungen auf eine defekte Bildröhre oder einen Fehler im Video-Kanal zurückzuführen sind. Im folgenden wird hierfür ein kleines, billiges Prüfgerät beschrieben, das anstelle der Bildröhre an den Bildröhrensockel angesteckt wird. Somit läßt sich eine sofortige überschlägige Kontrolle durchführen, ob am Bildröhrensockel die Video-Modulation vorhanden und die Wehneltspannung (Helligkeitsregelung) einwandfrei ist. Nach kurzem Einarbeiten können dann aus dem Prüfergebnis bereits weitgehende Schlüsse auf einwandfreies Arbeiten des Videokanals, insbesondere der Video-Endstufe gezogen werden.
Das Hilfsgerät besteht lediglich aus einem „Magischen Strich" EM 84 und einem geeignet geschalteten Zwischenstück (Adaptersockel) (Bild 1). Über diesen Adaptersockel wird die EM 84 mit dem Bildröhrensockel verbunden. Die Röhre wird nunmehr aus der Bildröhren-Heizleitung geheizt, ihre Heizdaten stimmen mit denen der üblichen Bildröhren hinreichend überein. Für den im Bild 1 gezeigten Sockel der B 43 M 1 können sinngemäß die Sockel anderer Bildröhren verwendet werden (parallelschalten!). Diese Sockel können mit der EM 84 kompakt zusammengebaut werden, so daß fliegende Verbindungsleitungen entbehrlich sind.
Als Anodenspannung wird hier die g_2-Spannung der Bildröhre (meist die Boosterspannung) benutzt. Da die Katode auf dem Potential der Anode der Video-Endröhre liegt, ergibt sich hieraus etwa die vorgeschriebene Betriebsspannung für die EM 84. Die über g_1 angelegte Wehneltspannung wird über den hochohmigen Spannungsteiler 2 MΩ/200 kΩ (Mindestwerte, besser sind 5 MΩ/500 kΩ) auf



einen geeigneten Wert untersetzt. Wechselspannungsmäßig liegt das Gitter der EM 84 über 0,1 µF/500 V und die — im Gerät „kalte" — g_2-Leitung auf Masse. Mit dem Helligkeitsregler ist der Schattenstreifen der EM 84 von seinem größten Wert bis auf Null herabzuregeln; die letztere Stellung des Helligkeitsreglers entspricht dann fehlender Helligkeit. Durch anfänglichen Vergleich mit einem einwandfreien TV-Gerät gewinnt man sehr schnell Erfahrungsmaßstäbe und kann dann das richtige Arbeiten der Helligkeitsregelung auch quantitativ abschätzen.
Durch den an der Katode liegenden Bildinhalt (Modulation) erfahren die Leuchtkanten — die zu dieser Beobachtung auf einen mittleren Wert des Schattensektors eingestellt werden — charakteristische Verwaschungen, deren Aussehen und Breite ebenfalls nach etwas Erfahrung sehr gut auf Beschaffenheit und Amplitude des Bildinhaltes eingeschätzt werden kann. Anhand der verschiedenen Helligkeiten der Verwaschungszonen ist es bei älteren EM 84 mit etwas „eingebrannten" Leuchtstrichen und bei geschickter Einstellung der Gittervorspannung (Helligkeitsregler) sogar möglich, das Vorhandensein des Bildwechsel-Impulses zu erkennen, der mit zum Bildinhalt entgegengesetzter Polarität auftritt.
Besonders bei Servicearbeiten in der Wohnung des Kunden ersetzt eine derart einfache Prüfung oft schon weitergehende und demgemäß zeitraubendere Messungen mit dem Oszillograf oder anderen Meßgeräten. Da das Prüfgerät klein und handlich aufgebaut werden kann und außer der EM 84 und wenigen Kleinteilen keinerlei Aufwand erfordert sowie leicht anzufertigen ist, eignet es sich besonders für die Werkzeugtasche des Servicemannes.
Das Hochspannungskabel der Bildröhre verbleibt während der Prüfung an der Bildröhre.
Es empfiehlt sich selbstverständlich, mit dem fertiggestellten Video-Prüfgerät zunächst einige orientierende Vorversuche an einwandfreien TV-Empfängern zu machen, um das erforderliche geringe Maß an Erfahrung zur sicheren Beurteilung der Reaktion der EM 84 zu bekommen.

Hagen Jakubaschk

Bild läuft beim „Cranach"

Das Gerät lief einige Zeit, ohne daß ein Fehler zunächst festzustellen war. Beim langsamen Drehen des Kontrastreglers von links nach rechts zeigten sich dann doch folgende Erscheinungen:

Wenig Kontrast, Bild synchronisiert einwandfrei;

mittlerer Kontrast, Bild synchronisiert nicht;

voller Kontrast, Bild synchronisiert einwandfrei.

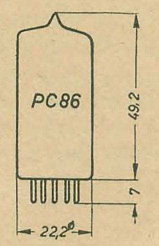
Eine Untersuchung des Amplitudensiebes sowie des Impulsbegrenzers und -verstärkers ergab, daß die Röhren einwandfrei waren und die anliegenden Spannungen dem Normalwert entsprachen. Beim Betrachten des Impulsgemisches mit dem Oszillografen konnte man deutlich den Ausfall des Bildimpulses an der Anode der Videoendstufe EL 83 bei mittlerem Kontrast erkennen. Da der Fehler am Gitter 1 der EL 83 nicht festzustellen war, und die Zeile einwandfrei synchronisiert wurde, konnte nur noch ein defekter Kondensator, der die tiefen Frequenzen beeinflußte, in Frage kommen. Nach Auswechseln des Schirmgitterkondensators C_{27} arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

G. Hartwig

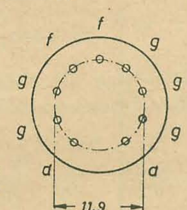
RÖHRENINFORMATION PC 86

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Teil 1



Maximale Kolbenabmessungen



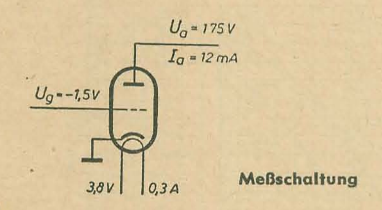
Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften. Das System ist unmittelbar über dem Sockel senkrecht stehend angeordnet. Sowohl die Katodenals auch die Anodenzuleitung sind doppelt herausgeführt, das Gitter sogar dreifach. Alle hochfrequenzführenden Elektroden sind über breite versilberte Bänder an die Sockelstifte angeschlossen. Parallel geschaltete Zuleitungen liegen möglichst weit auseinander, um zu vermeiden, daß durch eine Gegeninduktivität die gewünschte Induktivitätsverminderung zunichte gemacht wird.

Der Systemaufbau ist gedrungen, der Abstand Unterglimmer — Preßteller ist so klein wie möglich.

Das Gitter ist als Spanngitter ausgebildet, wodurch es möglich ist, den Abstand Gitter—Katode äußerst klein zu halten und eine hohe Steilheit zu erzielen. Die Gitterstifte sind vergoldet. Die Anode ist eine Wannenanode.



Meßschaltung

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die PC 86 ist 4 CM 4. Der entsprechende Typ für U_f = 6,3 V heißt EC 86.

Hersteller

Die PC 86 wird vom VEB Funkwerk Erfurt hergestellt.

Verwendung

Die PC 86 wird für das Fernsehband IV/V (470 ··· 790 MHz) als UHF-Eingangsröhre, als Oszillator und als selbstschwingende Mischröhre verwendet. In diesem Frequenzbereich werden besondere Anforderungen an die Abstimmkreise und an die Röhre gestellt. Man kann im Dezimetergebiet nicht mehr in der üblichen Art mit konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten arbeiten. Um geringe Kreisverluste und einen hohen Kreiswirkungsgrad zu erhalten, muß man zu Topfkreisen übergehen. Der Topfkreis muß im ersten Spannungsknoten abgestimmt werden, um einen hohen Kreiswiderstand und damit bei gegebener Bandbreite eine hohe Leistungsverstärkung zu erzielen.

Im Dezimeterbereich bis 800 MHz arbeitet die Röhre nur in Gitterbasisschaltung, sowohl in der UHF-Stufe als auch als selbstschwingende Mischröhre. Bei der Gitterbasisschaltung liegt der Eingangskreis zwischen Katode und Gitter, wobei die Katode, das „heiße Ende" und das Gitter geerdet sind. Der Ausgangskreis liegt zwischen Anode und Gitter. Die PC 86 ist ihrem Zweck entsprechend aufgebaut. Zwischen den Anoden- und Katodenanschlüssen liegen die (geerdeten) Gitteranschlüsse (s. Sockelschaltbild). Hierdurch wird die beste Entkopplung zwischen dem Anoden- und dem Eingangskreis erreicht. Die Elektrodenleitungen sind so angeordnet, daß sie harmonisch an die Topfkreise passen.

Durch die doppelte Katodenherausführung wird die Katodeninduktivität verringert; die Katodeneingangsimpedanz ist nur wenig frequenzabhängig. Einen abstimmbaren Gitterkreis bei der Gitterbasisschaltung anzuwenden, ist zwecklos. Dem Gitterkreis liegt ja der elektronische Eingangswiderstand r_{el}, der Innenwiderstand der Gitter-Katodenstrecke, parallel, und der entspricht bei dieser Schaltung ungefähr der reziproken Steilheit. Es ist also $r_{el} \approx \frac{1000}{14} = 70\ \Omega$.

Der Gitterkreis wird hierdurch so stark gedämpft, daß eine Abstimmung praktisch nicht möglich ist. Man verwendet deshalb einen π-Kreis, einen aperiodischen Gitterkreis mit der Bandmitte bei f = 650 MHz, mit dem man das ganze Band IV/V überstreichen kann. Die Abstimmung selbst wird in den Anodenkreis (Strecke Anode—Gitter) verlegt.

Dementsprechend sind für die obere Grenzfrequenz der Röhre bei der Gitterbasisschaltung auch die Verhältnisse der Anoden-Gitterstrecke maßgebend. Wenn man die inneren Röhrenkapazitäten und -induktivitäten bei der Gitterbasisschaltung betrachtet (s. Bild 1) und diese Schaltung gemäß Bild 2 umzeichnet, so sieht man, daß die Strecke Anode—Gitter einen Serienresonanzkreis, bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten, bildet. Die Resonanzfrequenz dieses Kreises ist die obere Grenzfrequenz; bei ihr kompensieren sich die induktiven und kapazitiven Blindwiderstände. Für den Wert der Kapazitäten muß man bei der Berechnung diejenigen mit äußerer Abschirmung, bei geerdetem Gitter, einsetzen. Der Serienkreis besteht aus der Hintereinanderschaltung der Anodeninduktivität, der Gitter-Anodenkapazität und der Gitterinduktivität. Parallel zur Gitter-Anodenkapazität liegt die Reihenschaltung der Anoden-Katodenkapazität mit der Gitter-Katodenkapazität (s. Bild 2). Da letztere aber über 16 mal so groß ist wie die Anoden-Katodenkapazität, kann man sie unberücksichtigt lassen. Die wirksame Gitter-Anodenkapazität ist also $c_{g/a'} = c_{g/a} \,||\, c_{a/k} = 3{,}1 + 0{,}25 = 3{,}35$ pF. Größter Wert ist auf eine möglichst kleine Anodeninduktivität und Gitterinduktivität zu legen. Durch die zweifache Herausführung der Anode und die dreifache Herausführung des Gitters sind bei Parallelschaltung der betreffenden Zuleitungen die Anodeninduktivität und die Gitterinduktivität so klein wie möglich. Die Gitterfahnen der (Spezial-) Röhrenfassungen müssen auf dem kürzesten Wege (an der Basis) mit Masse verbunden werden, damit die Gitterinduktivität der Röhre durch die Fassungsanschlüsse nicht unnötig vergrößert wird. Denn die Fassungsinduktivität addiert sich zur Gitterinduktivität der Röhre. Durch diese Maßnahmen konnte die Anodeninduktivität auf 4 nH und die Gitterinduktivität auf 1 nH (der Röhre selbst) + 0,2 nH (der Fassung) = 1,2 nH herabgedrückt werden. Setzt man diese Werte ein, so ergibt sich nach der Thomsonschen Schwingungsformel als Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{\frac{5{,}2 \cdot 3{,}35}{10^9 \cdot 10^{12}}}}$$

$$= \frac{1}{6{,}28\sqrt{\frac{1{,}74}{10^{20}}}} = \frac{10\,000 \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 1{,}32} \approx 1200\ \text{MHz}.$$

Es muß gefordert werden, um den notwendigen Frequenzbereich sicherzustellen, daß die Resonanzfrequenz des Anodenserienkreises 300 ··· 400 MHz oberhalb 800 MHz liegt. Mit f_{res} = 1200 MHz ist diese Forderung erfüllt.

An den Tuner für Band IV/V sind drei Forderungen zu stellen:

1. Die Verstärkung soll möglichst groß sein, damit die ZF-Verstärkung des Geräts für Band III auch für Band IV/V ausreicht.
2. Die Grenzempfindlichkeit soll hoch sein, ihre Streuung von Röhre zu Röhre aber möglichst gering, damit beim Auswechseln einer Röhre keine Schwierigkeiten auftreten.

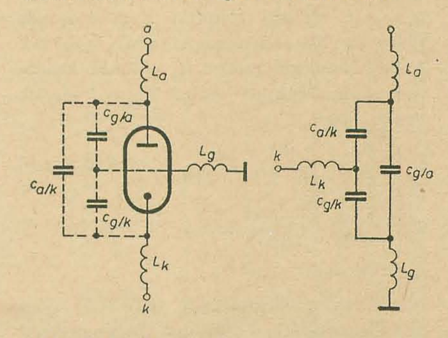


Bild 1 (links): Die Blindwiderstände der PC 86

Bild 2 (rechts): Der Ausgangs-Serienresonanzkreis bei Gitterbasisschaltung

3. Die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz über die Antenne, also die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Eingangskreis, soll so klein wie möglich sein. Die Oszillatorspannung muß auf dem Wege von der Anode zur Katode möglichst abgeschwächt werden.

Alle drei Forderungen werden am besten durch Anwendung einer UHF-Vorstufe erfüllt.

Die UHF-Verstärkerstufe

Bild 3 zeigt das Schaltschema einer UHF-Verstärkerstufe. Eine große Verstärkung erhält man mit einer Röhre mit großem μ und hoher Steilheit. Durch Anwendung der Spanngittertechnik hat man eine Steilheit von 14 mA/V erzielt; μ beträgt 70. Man kann bei der PC86 im Band IV/V mit einer Grenzempfindlichkeit von 9 kT_0 bei UHF-Verstärkung und von 5 kT_0 bei Mischung rechnen. Die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Katoden-Eingangskreis und damit auf die Antenne erfolgt, wie Bild 1 zeigt, über L_a, die Röhrenkapazitäten und L_k, die Abschwächung über L_g. Hieraus ergeben sich folgende Forderungen:

$$c_{a/k} \ll c_{g/k} \text{ und } c_{g/a}, \ \omega L_g \ll \frac{1}{\omega c_{g/k}}.$$

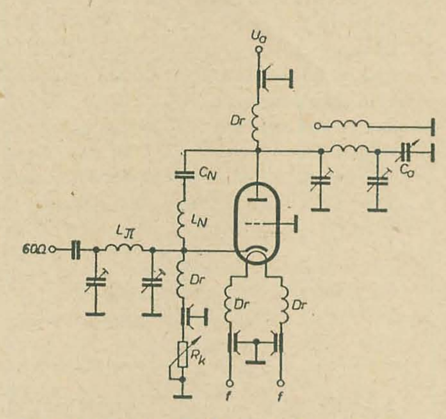


Bild 3: Prinzipschaltbild eines UHF-Verstärkers in Gitterbasisschaltung

Für die Stufenabschwächung gilt die Formel

$$a = \frac{1}{\mu\left(1 + \frac{R_i}{R_i + R_a}\right)}.$$

Für die Praxis muß man aber auch die parallel liegenden äußeren Widerstände mit betrachten. Unter deren Berücksichtigung ist $a' = a\sqrt{\frac{\mu R_A}{R_a + R_i}}$. Bei der Stufenabschwächung a' ist vorausgesetzt, daß Eingangs- und Ausgangswiderstand der UHF-Verstärkerstufe gleich sind und daß Leistungsanpassung zwischen Eingang und Ausgang vorliegt. Nimmt man folgende Werte an: Antennenwiderstand $R_A = 3{,}3\ k\Omega$, Außenarbeitswiderstand $R_a = 2\ k\Omega$, Innenwiderstand Katode—Anode $R_i = 5\ k\Omega$, so ergibt sich

$$a = \frac{U_k}{U_a} = \frac{1}{70 \cdot 1{,}7} = \frac{1}{119} = 8{,}4 \cdot 10^{-3}, \text{ und}$$

$$a' = \frac{8{,}4}{10^3}\sqrt{\frac{70 \cdot 3300}{7000}} = 8{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}74 \approx 48 \cdot 10^{-3}.$$

Die kleinste Rückwirkung tritt auf, wenn der Eingangskreis und der Ausgangskreis bestens entkoppelt sind. In diesem Punkt tritt Selbstneutralisation ein. Bild 4 zeigt die Rückwirkungskennlinie, das Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung in der Schaltung als Funktion der Frequenz, und zwar Kurve a) im Betriebszustande, b) bei kalter Röhre. Hierbei ist die Generatorspannung konstant gehalten; der Generatorinnenwiderstand entspricht dem Antennenwiderstand = 60 Ω. Auch der Ausgangswiderstand beträgt 60 Ω. Hierbei erreicht im Betriebszustande die Rückwirkung bei f = 650 MHz ein Minimum. Das Minimum entsteht dort, wo der Imaginärteil des Katoden-Anodenleitwertes, des Rückwirkungsleitwertes, sein Minimum erreicht bzw. zum Verschwinden gebracht wird. Bei kalter Röhre (Kurve b) ist das Minimum mehr nach höheren Frequenzen verschoben. Bild 5 zeigt die Verhältnisse beim Eingangskreis. Der Imaginärteil kommt bei der Resonanzfrequenz des π-Kreises völlig zum Verschwinden. Erwünscht ist es, daß die Selbstneutralisationskurve möglichst flach verläuft und die Neutralisation über den ganzen Frequenzbereich des Bandes IV/V wirksam ist. Um das zu erreichen, wird noch parallel zur Strecke Katode—Anode eine Drosselspule L_N (evtl. in Reihe mit einem Kondensator C_N) geschaltet (s. Bild 3).

Die Heizleitungen der PC 86 sind bifilar zu verdrosseln, damit an den Heizfadenenden gleiches HF-Potential herrscht. Außerdem haben dann Streuungen von $c_{k/f}$ beim Röhrenwechsel kaum noch Einfluß, und die Eingangskapazität wird verkleinert.

Bei der UHF-Stufe interessiert weiterhin die Bandbreite und die Verstärkung. Hierbei ist es vorteilhafter, nicht mit den Widerständen, sondern mit Leitwerten zu rechnen. Es kommen folgende Leitwerte in Frage: g_a, der Innenleitwert der Strecke Anode—Katode (0,2 mS); $G_a = G_v + G_A$, der Leitwert des Anodenkreises (0,53 mS); G_v, der Leitwert der Ausgangsverluste (0,23 mS); G_A, der Leitwert des angeschlossenen Verbrauchers (0,3 mS). Die Bandbreite ist $B = \frac{G_v + G_A}{2\pi C_{a\,ges}}$

$$= \frac{0{,}23 + 0{,}3 \cdot 10^{12}}{10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}8} = 17{,}2 \text{ MHz}.$$

$C_{a\,ges}$ ist die gesamte Kapazität des Anodenkreises einschl. der Kapazität $c_{g/a}$ und wurde beispielsweise mit 4,8 pF gemessen und hier mit diesem Wert eingesetzt.

Bei der Gitterbasisstufe ist nicht wie bei der Katodenbasisstufe die Spannungsverstärkung V_U maßgebend, sondern die Leistungsverstärkung V_N. Wie bereits dargelegt, ist der elektronische Eingangswiderstand der Katoden-Gitterstrecke sehr klein $\left(\approx \frac{1}{S} = 70\ \Omega\right)$, so daß keine leistungslose Verstärkung erfolgen kann. Die Leistungsverstärkung ist: $V_N = \frac{S}{g_a + G_A + G_V} \cdot \frac{G_A}{G_A + G_V}$.

Durch Einsetzen des günstigsten Verbraucherleitwertes, bei dem Leistungsanpassung an den Röhrenausgang besteht, erhält man die Formel für die maximale Leistungsverstärkung

$$V_{N\,max} = \frac{S}{g_a + 2\,G_V\left(1 + \sqrt{1 + g_a/G_V}\right)}.$$

Setzt man die oben genannten Werte in diese Formel ein, so ergibt sich

$$V_{n\,max} = \frac{14}{10^3 \cdot \frac{0{,}2}{1000} + \frac{2 \cdot 0{,}23}{1000}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{0{,}2}{0{,}23}}\right)} = \frac{14}{0{,}2 + 1{,}075} = 11 \text{ fach.}$$

Das Produkt aus Leistungsverstärkung und Bandbreite ist demnach $V_N \cdot B = 11 \cdot 17{,}2 \approx 190$ MHz.

Bild 6 zeigt den Verlauf der Kennlinien von B, V_N und $B \cdot V_N$ über die Frequenz. Da die Frequenzabhängigkeit von Bandbreite und Verstärkung gegenläufig ist, bleibt das Produkt $V_N \cdot B$ über den ganzen Frequenzbereich nahezu konstant.

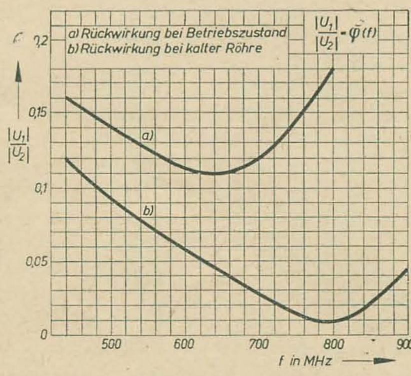


Bild 4: Die Rückwirkung (U_1/U_2) in Abhängigkeit von der Frequenz
a) Die Rückwirkung im Betriebszustande
b) Die Rückwirkung bei kalter Röhre

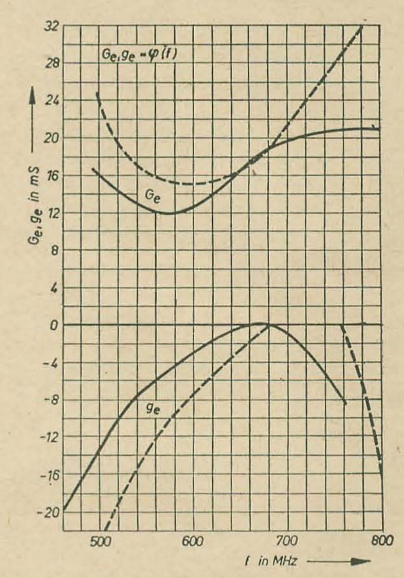


Bild 5: Eingangsleitwert der Röhre einschl. π-Kreis bei UHF-Verstärkung mit der PC 86 in Abhängigkeit von der Frequenz; G_e Realteil, g_e Imaginärteil

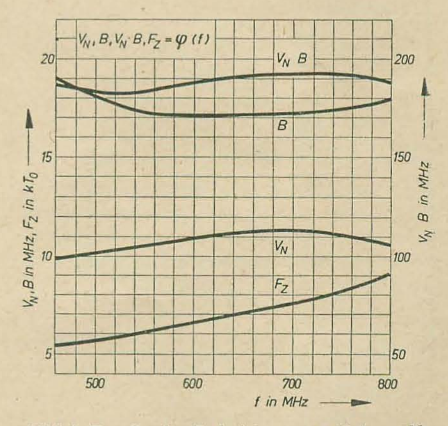


Bild 6: Bandbreite B, Leistungsverstärkung V_N, Bandbreite × Leistungsverstärkung $B \times V_N$, zusätzliche Rauschzahl F_Z in Abhängigkeit von der Frequenz bei UHF-Verstärkung

9. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar

Von der Kammer der Technik wird vom 5. bis 10. Juni 1961 in Weimar die 9. Jahrestagung der Elektrotechniker durchgeführt.
Sie wird durch die Beratung von komplexen Problemen der Elektrotechnik der gegenwärtig besonders bedeutenden Rolle der Elektroindustrie für die Entwicklung der gesamten Volkswirtschaft gerecht werden. In 94 Fachberichten unter Beteiligung von Wissenschaftlern und Ingenieuren aus den sozialistischen und kapitalistischen Ländern wird über den wissenschaftlich-technischen Höchststand in der Starkstromtechnik und Nachrichtentechnik berichtet.
Im folgenden finden Sie einen Ausschnitt aus dem Programm. Die offizielle Einladung mit dem gesamten vorläufigen Programm und organisatorischen Hinweisen finden Sie in der „Nachrichtentechnik" 5 (1961) S. 234.

Sonderveranstaltungen

Dienstag den 6. Juni 1961 14 bis 18 Uhr

Vortragsveranstaltung

Prof. Dr. h. c. M. von Ardenne, Dresden
Elektronen- oder Ionenstrahlen als Werkzeuge

Dr.-Ing. P. Neidhardt, Berlin
Stand und Perspektiven der Farbfernsehtechnik (Experimentalvortrag)

Sondertagungen

Mittwoch den 7. Juni 1961 14 bis 18 Uhr

Standardisierung von Bauelementen der Elektrotechnik
Leitung: Prof. Dr. Falter, Teltow
Referat: Ing. K.-H. Rumpf, Berlin

Werkstoffe für die Elektrotechnik
Leitung: Dr. Hahn, Leipzig
Referate: Dr. Raßmann, Dresden
Dr. Northmann, Dresden
Dr. Wende, Berlin

Fachberichte Nachrichtentechnik

Donnerstag den 8. Juni 1961 8 bis 12 Uhr

Gruppe 11: Transistortechnik
Leitung: Prof. Dr. Falter, Berlin

Dipl.-Ing. R. Paul, Dresden
Stabilitätsprobleme bei transistorbestückten Schmalbandverstärkerstufen unter Berücksichtigung von Exemplarstreuungen

Dr.-Ing. E. Köhler, Dresden
Beitrag zur Großsignaltheorie ebener Sperrschichtbauelemente

Ing. A. Tolk, Berlin
Transistoren in der Tonstudiotechnik

Gruppe 12: Allgemeine Nachrichtentechnik
Leitung: Dr.-Ing. Krutzsch, Dresden

Ing. J. P. Rehahn, Berlin
Fragen der Zuverlässigkeit elektronischer Geräte

Dipl.-Ing. K. E. Müller, Dresden
Über den Nachweis höherer Schwingungsformen in Hohlleitern mit Hilfe des Strahlungsfeldes

Dipl.-Ing. M. Kummer, Ilmenau
Direktanzeigender Hohlleiter-Reflexionsfaktormesser mit vier induktiven Sonden im gleichen Querschnitt

Gruppe 13: Nachrichtentheorie
Leitung: Dipl.-Ing. P. Fey, Dresden

Dr.-Ing. P. Neidhardt, Berlin
Über die Wechselbeziehungen von Blind-, Wirk- und Scheininformation zur Symbol- und Kanalkapazität in der Informationstheorie

Dipl.-Math. P. Vielhauer, Berlin
Mikusinski-Operatoren, eine neue einfache Methode zur Behandlung elektrischer Schaltvorgänge

Dipl.-Ing. P. Fey, Dresden
Kodierung von Nachrichten

Dr.-Ing. H. Dobesch, Berlin
Über die Aproximation von Zeitfunktionen

Dr.-Ing. G. Wunsch, Dresden
Die Stieltjes-Transformation in der Nachrichtentechnik

Gruppe 14: Fernmeldetechnik
Leitung: Dr.-Ing. Gensel, Leipzig

Ing. H. Hünich, Radeberg
Zukünftige Ersatzschalteinrichtung für die Richtfunkverbindungen in der DDR

Dr.-Ing. K. H. Steinhardt, Berlin
Moderne Methoden zur Fehlerortung in Kabeln

Dipl.-Ing. H. Krause, Berlin
Die Ausrüstung von Trägerfrequenz-Weitverbindungen mit Transistorverstärkern

Dipl.-Ing. B. Precht, Berlin
Trägerfrequente Fernsehübertragung auf koaxialen Kabeln im Nahverkehr

Gruppe 15: Elektronische Meßtechnik
Leitung: Prof. J. Stanek, Berlin

Dipl.-Ing. R. Köstner, Frankfurt/Oder
Meßtechnische Probleme bei Rauschuntersuchungen an Transistoren

Dr. F. Below, Hamburg
Messung von Objektiven nach Gesichtspunkten der Fernsehtechnik

Dipl.-Ing. H. Slowak, Radeberg
Richtdiagrammschreiber

Gruppe 16: Fortschritte in der Technologie der Elektronenröhren
Leitung: Dr. phil. A. Schiller, Berlin

Dr. phil. A. Schiller, Berlin
Neue Technik in der Röhrenindustrie

Chem. Inge Bornemann, Berlin
Über flammenlose vakuum- und wärmefeste Lötverbindungen bei Glaskolben

Chemgr.-Ing. H. Röder, Berlin
Die Chemiegrafie als technologisches Verfahren in der Röhrentechnik des Fernsehens

Dipl.-Phys. M. Biermann, Berlin
Der Stand der Bildaufnahmeröhrentechnik

Freitag den 9. Juni 1961 8 bis 12 Uhr

Gruppe 12: Allgemeine Nachrichtentechnik
Leitung: Dr.-Ing. Krutzsch, Dresden

Dr. J. Greiner, Berlin
Die Abtastung von Magnetbändern mit Spaltsonden

Dipl.-Phys. U. Rösler, Berlin
Statische Magnetspeicher mit zerstörungsfreier Abfrage

Gruppe 15: Elektronische Meßtechnik
Leitung: Prof. J. Stanek, Berlin

Ing. W. Abraham
Meßapparatur zur Untersuchung der Trägheitserscheinungen am Vidikon

Dipl.-Ing. R. Reichl, Berlin
Die Aussteuerungsmessung in der Tonstudiotechnik

Dr.-Ing. V. Husa, Prag (ČSSR)
Eine neue Methode zur Messung des spezifischen Widerstands und Abschätzung des Kompensationsgrads von Silizium

Dipl.-Ing. G. Jahn, Berlin
Über den Unterschied zwischen dem Hören im freien Schallfeld und dem Hören mit Kopfhörern

Gruppe 16: Fortschritte in der Technologie der Elektronenröhren

Leitung: Dr. phil. A. Schiller, Berlin

Ing. W. Lichnok, Berlin
Ergebnisse aus der Mechanisierung der Bildröhrenfertigung im VEB Werk für Fernsehelektronik bei der 110° abgelenkten Bildröhre

Ing. G. Schmiedel, Berlin
Metallkeramikverbindungen für Höchstfrequenzröhren und Senderöhren Band IV und V

Ing. M. Eichhorn, Berlin
Sinterglastechnik in der Röhrenindustrie

Ing. W. Kirschke, Berlin
Das Verhalten der emissionsabhängigen Kenngrößen bei Elektronenröhren während längerer Betriebszeit

Gruppe 17: Fernsehtechnik

Leitung: Dr.-Ing. P. Neidhardt, Berlin

Godfrey Edmund Hayden-Pigg, M. Sc. Hayes/Middlesex (England)
Neue Fernseh- und Farbfernseh-Studiogeräte

Dr.-Ing. Istran Hangoš, Budapest
Probleme der Leuchtschirmherstellung von Fernsehbildröhren

Dipl.-Phys. G. Emmrich, Berlin
Elektronische Einrichtungen in einem Farbbildröhrenprüfstand

Dipl.-Ing. M. Samlenski, Berlin
Probleme der Fotoelektronik von Farbfernseh-Leuchtfleckabtastern für Filme und Diapositive

Gruppe 18: Bauelemente der Nachrichtentechnik

Leitung: Dipl.-Ing. Neuwirth, Berlin

Dr. G. Rassmann und Dipl.-Phys. O. Henkel, Dresden
Über die Steigerung der Koerzitivfeldstärke an Fe-Ni-Cr-Drähten zur Informationsspeicherung

Dr.-Ing. J. Katona, Budapest (Ungarn)
Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Bauelementen der Nachrichtentechnik

Dipl.-Chem. P. Werner, Freiberg/Sa.
Neuartige Tantal-Kondensatoren

Gruppe 19: Zentimeterwellentechnik

Leitung: Dr.-Ing. Wiegmann, Dresden

Dipl.-Ing. E. Pietzsch, Leipzig
Frequenzstabilisierung eines Klystrongenerators im 4-GHz-Bereich

Dipl.-Ing. W. Rudolph, Berlin
Frequenzumsetzung mit einer Wanderfeldröhre

Dr. rer. nat. R. Kühn und Ing. G. Teske, Berlin
Ferritbelastete Mikrowellen

Dipl.-Ing. H. K. Neske, Radeberg
Die Hornparabolantenne

Fachbücher

S. W. Skatschkow

Aufgabensammlung der Kernphysik

Übersetzung aus dem Russischen
VEB Verlag Technik, Berlin, 1960
160 Seiten, 40 Bilder, Halbleinen 18,— DM

Die von Dr. K. Meyer sehr gut bearbeitete Übersetzung der im Moskauer Ingenieur-physikalischen Institut entstandenen Aufgabensammlung schließt eine bisher fühlbare Lücke in der Fachliteratur, insbesondere der kerntechnischen und kernphysikalischen Fachrichtungen der Hochschulen und Universitäten, aber auch der benachbarten Fakultäten.
Etwa ein Drittel der 417 Aufgaben dürften auch für die strahlungsmeßtechnische bzw. radiochemische Fachrichtung der Ingenieurschulen Mittweida und Magdeburg verwendbar sein.
Die meist der Praxis entnommenen Beispiele mit recht unterschiedlichem Schwierigkeitsgrad fallen in die Gebiete: stabile Kerne, Radioaktivität, Wechselwirkung zwischen Strahlung und Stoff, Kernreaktionen und Kernspaltung, Neutronenphysik, Wechselwirkung energiereicher Kerne und Teilchenbewegung in elektrischen und magnetischen Feldern. Am Schluß sind alle Lösungen (bei schwierigen Aufgaben auch der Lösungsweg) angegeben. Ein kleines Tabellenwerk enthält die in den Beispielen benutzten Konstanten, Tabellenwerte und Diagramme.
Zur Lösung der Aufgaben ist die Kenntnis der Infinitesimalrechnung sowie der Grundlagen der speziellen Relativitätstheorie und der Quantenmechanik Bedingung.
Die 160 Seiten umfassende Aufgabensammlung kann den Lehrkräften und Studierenden kerntechnischer, kernphysikalischer und benachbarter Fachgebiete an Universitäten, Hochschulen und (bedingt) Fachschulen empfohlen werden.

Langhans

Dipl.-Phys. Harry Muschter

Elektronische Zählgeräte für Kernstrahlung

Aufbau — Wirkungsweise — Anwendungen
VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig
164 Seiten, 144 Bilder, kartoniert 9,80 DM

Bereits im Vorwort wird auf die große Bedeutung der elektronischen Zählgeräte in der modernen kernphysikalischen und kerntechnischen Meßpraxis hingewiesen. In Forschungslabors, in Kernenergieanlagen und überall dort, wo radioaktive Isotope für friedliche Zwecke angewendet werden, gehören solche Zählgeräte zu den unentbehrlichen Meßinstrumenten.
Das vorliegende Buch geht zunächst auf die Probleme der kernphysikalischen und kerntechnischen Meßpraxis ein. Anschließend werden die in Zählgeräten zu verarbeitenden Signale näher betrachtet. Nach einer kurzen Erläuterung der wichtigsten impulstechnischen Grundschaltungen für Zählgeräte wird der Aufbau von Zählgeräten untersucht. Abschließend werden Hinweise für das praktische Arbeiten mit diesen Geräten gegeben, wobei der Schwerpunkt auf der Untersuchung der Meßfehler liegt. Der Verfasser wendet sich an diejenigen, die bisher wenig Gelegenheit hatten, sich mit der Wirkungsweise von Zählgeräten für Kernstrahlung vertraut zu machen. Es werden keine speziellen mathematischen und kernphysikalischen Voraussetzungen gefordert. Von einfachen impulstechnischen Schaltungen ausgehend werden Aufbau und Funktion solcher Geräte beschrieben, die schon seit mehreren Jahren in unserer Republik produziert werden und weite Verbreitung gefunden haben.
Dem Verfasser ist für seine große Mühe, die er bei der Zusammenstellung dieses umfangreichen Gebietes hatte, zu danken.

Belter

Werner und Barth

Kleine Fernseh-Reparatur-Praxis

VEB Verlag Technik, Berlin, 1960
196 Seiten, 208 Bilder, 4 Beilagen, kart. 5,— DM

Mit der Zusammenstellung der vorliegenden Broschüre bewies der VEB RAFENA-Werke wieder einmal, wie ernst es ihm mit der Weiterbildung des Fernsehkundendienstes ist; gerade dieser Betrieb gibt ein Beispiel dafür. Dies beweisen die laufenden Fernsehlehrgänge, die Herausgabe der bekannten RAFENA-Reparaturbücher und -Informationen. Die vorliegende Broschüre, die von der Werbeabteilung des genannten Werkes herausgegeben wurde, soll dem Leser die theoreti-

schen Grundlagen und praktischen Erkenntnisse der TV-Empfängertechnik vermitteln. Sie ist für den Fernsehservice, aber auch für den Besitzer eines TV-Empfängers gedacht. Jedoch sind zum Verständnis des Stoffes einige grundlegende Kenntnisse über die HF-Technik Voraussetzung.
Nach den Grundlagen der Fernsehübertragung — die Erklärung des Impulsschemas — werden die einzelnen Stufen des TV-Empfängers beschrieben. Der Leser lernt damit die Funktion des Empfängers kennen. Weiterhin wird er über den Abgleich, über Messungen und Meßgeräte sowie über Geräte- und Antennenfehler informiert.
Der Broschüre sind acht Schaltbilder von TV-Empfängern des VEB RAFENA-Werke beigefügt. Zu wünschen wäre nur noch ein festerer und strapazierfähigerer Umschlag.

Orlik

K. Rothammel

Antennenbuch

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1961

3., verbesserte und erweiterte Auflage

300 Seiten, zahlreiche Bilder und Skizzen, Kunstleder 7,80 DM

Alle Prognosen anläßlich der Rezension der 1. Auflage wurden erfüllt: Nach etwas mehr als einem Jahr erlebt das „Antennenbuch" seine 3. Auflage in der DDR, und auch in der Bundesrepublik erschien es. Im Ausland fand das Werk ebenfalls große Anerkennung. Kein geringerer als Ernst T. Krenkel nannte es „die Bibel des Antennenbaus"...
Was hat sich gegenüber der 1. Auflage verändert? Es sind rund 40 Seiten hinzugekommen. Alle Kleinigkeiten, die in der ersten Ausgabe beanstandet wurden, sind bereinigt, mit Ausnahme allenfalls des Bildes 246 (jetzt Bild 281).
Was kam hinzu? Zur großen Freude des Rezensenten ein Abschnitt über die Goubau-Leitung. Ferner finden wir ergänzende Hinweise über Anpassungsglieder und Symmetrierglieder. Erweitert wurde ferner das Kapitel über Multiband-Drehrichtstrahler, das über Sonderformen für UKW und Dezimeterwellen (warum eigentlich nicht „Meterwellen" statt „UKW"?), das Kapitel über Messungen an Antennen. Neu aufgenommen sind drei Kapitel, von denen eins die gesetzlichen Vorschriften behandelt, die beim Bau von Antennen zu berücksichtigen sind. Dem Schluß dieses so wichtigen Kapitels („... in Zweifelsfällen sollte sich der Amateur unbedingt an die zuständige Arbeitsschutzinspektion wenden, die immer eindeutige und bindende Auskünfte erteilt") kann man sich nur mit einem leisen Stoßseufzer bei dem Wort „eindeutig" anschließen... Doch die oft unzureichende Qualifikation und die Furcht mancher Arbeitsschutzinspektoren vor verantwortlichen Entscheidungen ändern nichts am grundsätzlich Richtigen des Hinweises.
Nein, es gibt wirklich beinahe nichts zu kritisieren am neuen „Rothammel". Wenn sich Verfasser und Verlag weiter um die Aktualität des Buches bemühen, ist jede geplante Herausgabe eines anderen Antennenbuches für Amateure, Reparaturdienst usw. überflüssig.
Ein Hinweis für die nächste Auflage: Sollte man nicht in den Anhang auch die Kanalverteilung des Fernsehbandes IV/V aufnehmen und überhaupt auf die Dezi-Antennentechnik stärker eingehen?

Streng

Friedrich

Tabellenbuch für die Elektrotechnik

VEB Fachbuchverlag, Leipzig, 1960

Herausgegeben von Obering. Adolf Teml und Gottfried Voltz, 294.—328. Tausend

340 Seiten, zahlreiche Bilder, kart. 5,80 DM, Halbleinen 7,50 DM

Das Tabellenbuch für die Elektrotechnik wird seit langen Jahren als Standardnachschlagewerk besonders von den Lehrern und Schülern unserer Berufs- und Fachschulen geschätzt. Auch von den in der Praxis stehenden Facharbeitern, Meistern und Technikern wird immer wieder gern nach dieser nahezu universellen Unterlagensammlung gegriffen, wenn es gilt, die in der täglichen Arbeit immer wieder auftretenden Fragen nach bestimmten Werten, Normen oder Rechnungsgängen schnell zu beantworten. Für die Beliebtheit und Bewährung dieses Werkes in der Praxis spricht wohl am besten die außergewöhnliche Verbreitung des Buches, die sich in der erreichten Auflagenhöhe von nun über 300000 Exemplaren ausdrückt. Es hieße wohl Eulen nach Athen zu tragen, wollte man den altbekannten „Friedrich" hier näher erläutern.
Entsprechend der Weiterentwicklung der Technik hat das Buch von Auflage zu Auflage ständige Verbesserungen und Ergänzungen erfahren, um es dem gegenwärtigen Stand der Technik bestmöglich anzupassen. In der vorliegenden Auflage, die wiederum weitgehend überarbeitet wurde, ist u. a. jetzt auch für die konsequente Anwendung der neuen physikalisch-technischen Maßeinheiten Sorge getragen worden.
Auf rund 340 Seiten werden alle wesentlichen Grundlagen der Mathematik (Grundbegriffe), Mechanik, Werkstoffkunde, Wärmetechnik, Elektrotechnik, Lichttechnik u. a. m. geboten. Eine umfangreiche Vorschriftensammlung sowie ein Anhang mit Formelzeichen, Maßeinheiten, DIN-Blockschriftdarstellungen usw. und ein ausführliches Sachwortverzeichnis ergänzen das Buch. Der aus den früheren Auflagen bewährte Gesamtaufbau des Buches wurde im wesentlichen beibehalten.
Einige Kleinigkeiten, besonders auf dem Gebiet der Grundlagen der Rundfunktechnik, wären bei der nächsten Auflage noch zu verbessern. So sollte auf Halbleiter, Transistoren usw. — die den Rahmen dieses Buches eigentlich bereits überschreiten — entweder nicht oder, wenn schon, dann etwas ausführlicher und systematischer eingegangen werden, als das hier der Fall ist. Auch dürfte es sich im Jahre 1960 nicht mehr empfehlen, z. B. in einer Röhrenaustauschtabelle als Ersatz für die Röhre CF 7 die P 2000 oder für KC 1 eine KF 7 anzugeben, während moderne Röhren der 80er und 96er Serie hier nicht zu finden sind. Diese und einige andere Kleinigkeiten mindern aber nicht den Wert dieses ausgezeichneten Buches, das besonders dem Nachwuchs schon tausendfache Dienste geleistet hat und auch weiter leisten wird.

Jakubaschk

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Dr. V. Fetzer

Einschwingvorgänge in der Nachrichtentechnik

Eine Einführung in ihre praktische Behandlung

Gemeinschaftsauflage zwischen dem VEB Verlag Technik und dem Porta-Verlag, München

356 Seiten, 187 Bilder, zahlr. Tafeln, DIN B 5, Ganzlederin 34,— DM

In Breitbandverstärkern der Impulstechnik mit einem Durchlaßbereich von Null bis zu einigen MHz und allgemein in allen Systemen zur Übertragung von Impulsen spielen Einschwingvorgänge eine äußerst wichtige Rolle, da sie in starkem Maße die Übertragungsgüte beeinflussen und zu Verzerrungen führen. Andererseits ist die Lösung der hierbei auftretenden Probleme ziemlich kompliziert und erfordert die Beherrschung eines umfangreichen mathematischen Apparates. Um so begrüßenswerter ist es daher, daß hier der Versuch unternommen wird, dieses schwierige Wissensgebiet unter Verzicht auf strenge mathematische Ableitungen in eine für den Praktiker sinnvolle Form zu kleiden.
Vom Standpunkt der Systemtheorie behandelt dieses Werk mit ausführlichen Beispielen aus der drahtlosen und drahtgebundenen Nachrichtentechnik den gesamten Fragenkomplex: Frequenzspektrum, Übertragungsmaß, dessen Berechnung aus Sende- und Empfangsfunktion, lineare Übertragungsverzerrungen, Entzerrer usw. Ein wichtiges mathematisches Hilfsmittel stellt dabei die Laplace-Transformation dar, die bisher noch von vielen Ingenieuren in ihrer Bedeutung unterschätzt wurde. Der Verfasser hat sich daher besonders die Aufgabe gestellt, die Anwendung der modernen Methoden, die sich der Laplace-Transformation bedienen, zu erläutern.
Im Anhang sind Berechnungsformeln und umfangreiches numerisches Zahlenmaterial für praktische Berechnungen enthalten. Etwa 200 Literaturstellen geben Anregungen für weitere Studien.

Aus dem Inhalt

Darstellung periodischer Funktionen durch das Spektrum, Fouriersches Integral und Laplace-Transformation, Zeitfunktion und Frequenzspektrum, Frequenzspektrum und Übertragungsmaß, Entwicklungssätze zur Umkehrung der Laplace-Transformation, Beispiele für die Berechnung des Einschwingvorganges aus der Sendefunktion und dem Übertragungsmaß, Berechnung des Übertragungsmaßes bei gegebener Sende- und Empfangsfunktion, Lineare Übertragungsverzerrungen und Entzerrer, Bestimmung des Übertragungswinkels nach Bode, Bestimmung der Übertragungsverzerrung für ein beliebiges lineares Tiefpaßsystem, Empfangsspektrum und Empfangsfunktion, Anwendung des Verfahrens, Grafisches Verfahren zur Ermittlung des Einschwingvorganges, Berechnungsformeln und Tafeln.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



radio und fernsehen

erscheint zweimal im Monat

Anzeigenschlußtermin am 9. und 23. eines jeden Monats für das übernächste Heft.

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 28–31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.

Verkaufe
Doppelmagnettongerät
betriebsfähig. Beschreibung siehe „Funktechnik" 1956, Seite 443 und 649 und Fortsetzung Originalbau. Anfragen bitte schriftlich. Preis 800,— DM
Chr. Neubert, Dresden A 20, Rembrandtstraße 3

Prospektmaterial

über die Literatur des VEB Verlag Technik fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Suchen dringend zu kaufen:

Spulenwickelmaschinen

mit automatischer Fadenführung für Drähte ab 0,05 mm

Delphin-Werk Helmut Kretzschmar OHG
Pirna, Dr.-Kurt-Fischer-Straße 11a

tanδ-MESSER TYP 1016, 1017, 1018

Zur Verlustwinkelprüfung und zum schnellen Sortieren von Kleinkondensatoren oder Isolierstoffproben besonders geeignet.
Direktanzeigend v. 0,5...25 × 10^{-4}

Kapazitätsmeßbereiche
Typ 1016 10 ... 100 pF;
Typ 1017 100 ... 1000 pF;
Typ 1018 1000 ... 10 000 pF;

Prospektmaterial und Angebote jederzeit unverbindlich durch unsere Verkaufsabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT
Erfurt DDR · Rudolfstraße 47 · Telefon 5071